I MANUALI DEL RADIOAMATORE

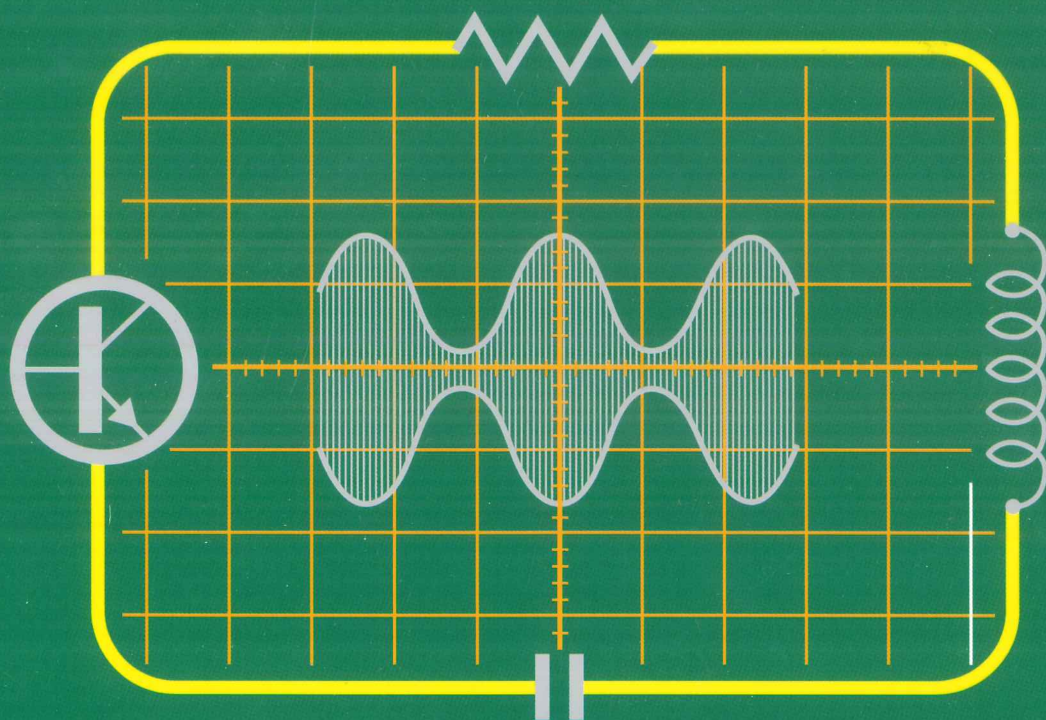
NERIO NERI I4NE

RADIOTECNICA per radioamatori

con elementi di

elettronica e telecomunicazioni

EDIZIONE 2015



Edizioni C&C S.r.l.

NERIO NERI I4NE

RADIOTECNICA per radioamatori

con elementi di elettrotecnica, elettronica e radiocomunicazioni

EDIZIONE 2015 (RIVEDUTA E AGGIORNATA)

Edizioni C&C S.r.l.

PREFAZIONE

Sono passati oltre 50 anni (e nell'era dell'elettronica sono decisamente tanti!) da quando comparve, piuttosto arruffata ed approssimativa, la prima versione in ciclostile del "Radiotecnica per radioamatori": era buttata giù di fretta, a puntate, in occasione di un corso locale; erano i primi '60 del 900..
Subito venne l'interessamento dell'ARI, il conseguente rifacimento globale pubblicato in offset, poi la prima edizione a stampa, e via via successive ristampe e revisioni.
Negli anni '80, stante l'imperturbabile validità del programma d'esame ministeriale (tale dal 1954), mi decisi ad affrontare nuovamente l'impegno di una pur modesta revisione, consistente nell'aggiornamento di alcuni punti e nell'alleggerimento di diversi altri, dimostratisi sostanzialmente inutili nel contesto generale dell'esame, in quanto meno attuali o meno legati al solito programma.
Ora, stante il nuovo regolamento che negli ultimissimi anni ha aggiornato le norme riguardanti il settore dei radioamatori, si è resa necessaria una pur modesta revisione di diverse parti del testo.
Il tutto, ancora una volta più facile a dirsi che a farsi, dovendosi pur sempre trattare, in modo completo e rigoroso, ma anche piano e accessibile, una materia che implica l'apprendimento (magari in tempi brevi) di un po' di Fisica, di Elettrotecnica, Elettronica, Radiotecnica, Telecomunicazioni e tecniche accessorie; e magari dovendo, questa materia, essere assimilata da persone che si accingono ad intraprendere l'attività radiantistica partendo spesso da zero come preparazione specifica.
Ad ogni modo, se la trattazione ha conservato (se non migliorato) la sua impostazione, non posso non citare i meriti di coloro che di volta in volta, in tanti anni, mi hanno aiutato e consigliato in proposito, ricordando in particolare le moltissime centinaia di aspiranti radioamatori che hanno pazientemente seguito le mie lezioni (presso la Sezione A.R.I. di Bologna), in occasione delle quali ho via via verificato e perfezionato l'impostazione di questo testo.

Nerio Neri I4NE

Bologna, aprile 2015

PRESENTAZIONE

Per comodità d'inquadramento, la vasta materia da trattare è stata suddivisa (pur se in modo un po' grossolano) in 3 grandi parti, cui se ne aggiunge una 4ª comprendente leggi, regolamenti e codici.
La parte più teorica, quella cioè direttamente legata ai circuiti elettrici ed elettronici nonché alle leggi che li governano, è corredata di alcuni esempi pratici di calcolo, però limitati ai casi più tipici e direttamente pertinenti alla materia trattata; ciò, sia per non appesantire ulteriormente il testo, sia perché l'argomento "esercizi d'esame" è trattato in modo più ampio in altra pubblicazione.
Ogni capitolo è comunque concluso da una breve appendice dedicata ad approfondimenti ed esercitazioni specifiche, appunto per non sovraccaricare il vero e proprio contenuto programmatico.
Certamente, come per tutti i testi di preparazione, non tutto il contenuto presenta lo stesso livello d'importanza, almeno ai fini dell'esame per la patente di radiooperatore, se non altro perché diversi argomenti costituiscono semplicemente le basi per il passaggio agli argomenti successivi; in quanto poi alle formule veramente importanti, e quindi veramente utili agli stessi fini, esse si contano su una mano sola, o poco più.
Ciò andava precisato non certo per indorare la pillola, bensì per sollecitare gli aspiranti OM ad appoggiarsi, ove possibile, ai corsi organizzati un po' in tutte le Sezioni dell'A.R.I., o quanto meno a radioamatori ed esperti.
Sarebbe bello poter concludere con qualche consiglio (o ancor meglio, con una ricetta magica) per facilitare l'apprendimento specie a chi è digiuno della materia, ma c'è ben poco da dire, e son tutte cose ovvie e banali: fondamentalmente, non ci si deve spaventare subito; con un po' di applicazione e sacrificio (come sempre, necessari), l'esame probabilmente risulterà più facile del corso.
E, naturalmente, in bocca al lupo!

1. Elettrologia ed elettrotecnica

La carica elettrica

Correnti continue

Correnti alternate

Elettrostatica

Elettromagnetismo

Circuiti in corrente alternata

Circuiti risonanti

Trasduttori e strumenti

La carica elettrica

CENNI DI FISICA ATOMICA

Principi elementari di elettricità

Nella maggior parte dei fenomeni che andremo a studiare, troveremo coinvolta l'elettricità, sia pure in varie forme: ecco quindi il punto di partenza della nostra trattazione.

L'elettricità può definirsi come la **presenza o, ancor meglio, il passaggio di cariche elettriche nei materiali o in circuiti relativamente semplici**.

Quando le cariche elettriche risultano più o meno stabilmente dislocate su un corpo per effetto, ad esempio, di sfregamento contro un altro corpo, esse danno luogo alla cosiddetta **elettricità statica**; ciò, in antitesi con quella costituita da cariche che viaggiano entro fili o componenti particolari, e che si chiama **corrente elettrica**.

Poiché queste cariche elettriche (come vedremo) sono in genere costituite da elettroni, avremo chiarito cos'è l'elettricità, solo a patto che sappiamo anche cos'è un elettrone; e per capire cos'è un elettrone, diventa importante sapere che cos'è un atomo, di cui l'elettrone costituisce una parte del materiale di costruzione.

L'atomo è la più piccola parte in cui si possa dividere un elemento, e che mantenga ancora inalterate le caratteristiche di questo elemento.

Gli elementi a loro volta sono i materiali costitutivi "elementari" della materia; sono elementi il rame e l'idrogeno, il fosforo e il mercurio, ecc. (il numero complessivo degli elementi noti è di 106).

Tutti gli elementi sono costituiti secondo strutture interne in cui gli atomi sono variamente combinati, ma tutti uguali fra di loro.

Gli atomi a loro volta sono costituiti da due parti fondamentali: una zona piuttosto compatta al centro detta *nucleo* ed almeno un altro corpuscolo molto importante, che si chiama *elettrone.*

L'elettrone viaggia in orbita attorno al nucleo; sulla stessa orbita vi possono essere più elettroni, come vi possono essere più orbite sostanzialmente concentriche attorno al nucleo, che invece è sempre unico (fig. 1-1).

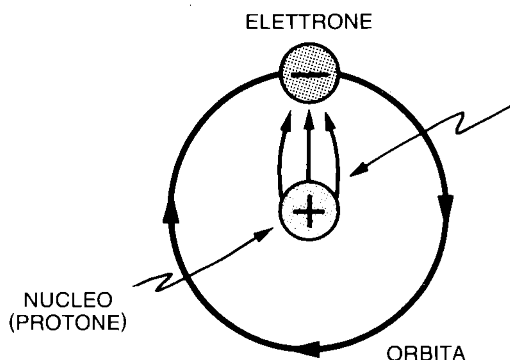
Il nucleo però non è compatto, bensì è costituito a sua volta da due tipi di particelle, *neutroni e protoni* rispettivamente.

La struttura dell'atomo, normalmente stabile ed immutabile, è dovuta al fatto (un po' misterioso!) che il nucleo, fermo, e gli elettroni, rotanti in orbita, si attraggono reciprocamente.

Questa attrazione prende il nome di *forza elettrostatica;* è essa che, in equilibrio con l'energia in movimento dell'elettrone, lo tiene "bloccato" nella sua orbita che gli compete.

É ovvio infatti che, senza questa forza elettrostatica di attrazione, l'elettrone ruotando attorno al nucleo ad alta velocità, volerebbe via per la tangente.

Fig. 1-1 - Forza elettrostatica che mantiene l'elettrone entro la sua orbita (è rappresentato, in modo semplificato, un atomo di idrogeno).



Ma allora, perché questi due corpi si attraggono? Questa forza elettrostatica è dovuta al fatto che i due corpi sono *elettricamente carichi*, sono cioè sede di *carica elettrica*.

Infatti l'elettrone possiede quella che si chiama carica *negativa*, mentre il nucleo possiede quella che si chiama carica *positiva*.

La carica positiva del nucleo è localizzata in quelle particelle che abbiamo chiamato protoni, e che sono dotate di carica uguale ma opposta a quella degli elettroni.

In un atomo in normali condizioni (quindi stabile, e in equilibrio) il numero di protoni nel nucleo è *uguale* al numero di elettroni in orbita; e infatti, ciò significa che l'atomo possiede un egual numero di cariche positive e negative, da cui la situazione di equilibrio: in tal caso l'atomo si dice appunto elettricamente *neutro*.

Questo è anche conseguenza del fatto che il terzo tipo di particelle subatomiche citate, e cioè i neutroni, non possiedono alcun tipo di carica, sono cioè anch'esse elettricamente neutre.

Fondamentalmente, i principali responsabili dei fenomeni elettrici sono comunque gli elettroni, che costituiscono la più piccola quantità di elettricità esistente; appunto per tale motivo la carica elettrica ad essi associata è assunta come unitaria.

L'equilibrio strutturale dell'atomo lo abbiamo giustificato col fatto che, al suo interno, protoni ed elettroni si attraggono reciprocamente.

Questa è infatti una legge tipicamente di natura: **cariche elettriche di segno diverso** (come appunto i protoni, positivi, e gli elettroni, negativi) **si attraggono l'una con l'altra.**

Al contrario, succede che **cariche uguali si respingono fra di loro:** vale a dire che elettroni respingono elettroni, e protoni respingono protoni (fig. 1-2).

Questi due comportamenti costituiscono una legge fondamentale dell'elettricità.

Campi elettrici

L'azione a distanza che abbiamo visto verificarsi fra particelle cariche, sia essa di attrazione o repulsione, non può che essere conseguenza di quella forza particolare, che già abbiamo definito elettrostatica; questa forza noi non possiamo vederla, ma sono appunto i suoi effetti che ce ne rivelano l'esistenza.

D'altra parte, questa forza è a sua volta un effetto; forze di questo tipo infatti non sono altro che il risultato di un cosiddetto *campo*, ovviamente *elettrostatico*, che esiste (e appunto si manifesta) attorno ad ogni corpo carico.

Il modo di illustrare graficamente questo campo elettrostatico, nonché le forze che esso crea, consiste in tante linee opportunamente disposte e direzionate, indicate come *linee di forza*.

Queste linee vengono quindi tracciate attorno ad un oggetto elettricamente carico, come ausilio per visualizzare la distribuzione delle forze che agiscono nelle sue immediate vicinanze.

La direzione delle linee di forza è indicata in modo diverso per i due tipi di carica; ciò avviene per convenzione pressoché universale, allo scopo di evitare confusione da parte di chicchessia.

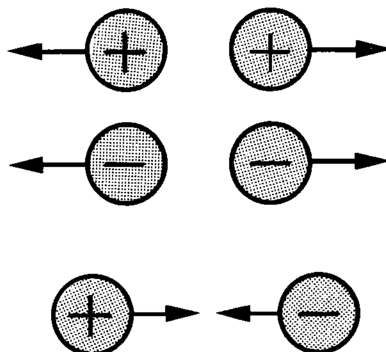
In particolare, le linee di forza secondo cui si manifestano le ben note azioni elettrostatiche da parte di un oggetto carico positivamente hanno la direzione, e quindi le frecce, che *escono* dal corpo carico; per un oggetto carico negativamente, le linee di forza invece *entrano* (fig. 1-3).

Ecco allora che, dall'interazione dei due campi, e quindi dall'assetto delle relative linee di forza, si ottiene un'ulteriore interpretazione (anche grafica) del comportamento delle cariche stesse.

Nel caso le cariche siano uguali, le direzioni delle linee di forza sono dirette l'una contro l'altra, talché esse tendono ad allontanarsi reciprocamente: lo stesso fanno le cariche.

Nel caso le cariche siano opposte, le direzioni delle linee di forza (almeno nella zona più direttamente interessata da ambedue i campi) sono coincidenti, talché esse tendono a sovrapporre gli

Fig. 1-2 - Cariche uguali si respingono fra di loro. Cariche opposte si attraggono.



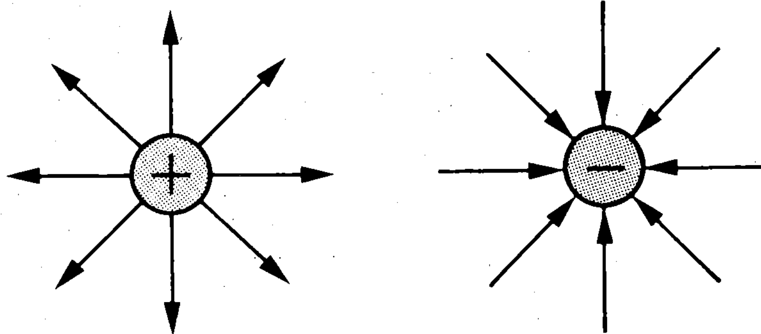
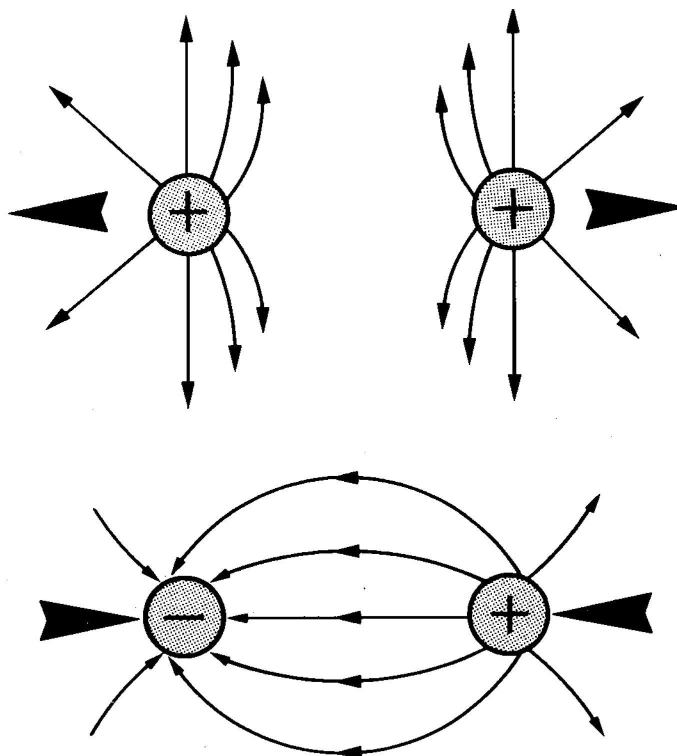


Fig. 1-3 - Rappresentazione simbolica delle linee di forza del campo elettrostatico per una carica positiva e per una carica negativa.

Fig. 1-4 - Rappresentazione simbolica dell'aspetto delle linee di forza nel caso di cariche uguali (repulsione) e di cariche opposte (attrazione).



effetti e quindi a provocare attrazione sulle cariche stesse (fig. 1-4).

Non rimane ora che quantificare la presenza di queste cariche elettriche, ovunque e comunque esse siano dislocate; si tratta cioè di contarle, e fissarne un'unità di misura (nei normali fenomeni elettrici, possono essere coinvolti miliardi di elettroni, per esempio).

Poiché tutti gli elettroni, a qualsiasi atomo appartengano, sono portatori della stessa quantità di carica, si potrebbe pensare di usare, come unità di quantità di elettricità, proprio quell'entità elementare di carica associata con l'elettrone.

Questa tuttavia è troppo piccola per una qualsiasi utilità pratica; occorre quindi adottare un'unità di misura più conveniente.

La quantità di cariche elettriche presenti si misura in COULOMB; questa, che è **l'unità di misura della carica elettrica** Q, si indica con la lettera C, ed in pratica non esprime altro che il numero di elettroni presenti.

Concentriamo quindi le entità aventi a che fare con la carica elettrica nella seguente tabellina (come faremo anche per tutti i casi consimili a venire).

grandezza	*simbolo*	*unità di misura*	*abbreviazione*
carica elettrica	Q	coulomb	C

Correnti continue

CORRENTI ELETTRICHE

Conduttori e isolanti

Un fenomeno elettrico, in ciascuna delle fasi con cui si manifesta, presuppone che vi sia, o che vi sia stato, un movimento di cariche elettriche.

Intanto che le cariche elettriche se ne stanno ben racchiuse entro il loro "scrigno", rappresentato dall'atomo, noi non saremo mai in grado di riscontrare i ben noti effetti dell'elettricità.

Abbiamo già detto invece che l'elettricità consiste in spostamenti di cariche, e in particolare di elettroni; dobbiamo quindi far qualcosa per ottenere la fuoriuscita di questi elettroni dalle orbite degli atomi di appartenenza. O meglio, dobbiamo vedere quando e come ciò è possibile.

Esistono materiali, o per meglio dire, elementi i cui atomi sono strutturati in modo da possedere dei cosiddetti *elettroni liberi*; ciò significa semplicemente che gli elettroni presenti nell'orbita più esterna di questi atomi possono fuoriuscire da tale orbita con una certa facilità, costituendo così delle cariche elettriche libere di muoversi (naturalmente, sotto determinate sollecitazioni) attraverso il materiale.

Gli elementi i cui atomi risultano scarsamente vincolati alle loro orbite vengono chiamati *conduttori*; maggiore è la facilità con cui questi elettroni possono muoversi, o maggiore è il numero di elettroni liberi, più si dice che il conduttore è buono. La grandezza specifica è quindi chiamata *conduttività* (elettrica), termine con cui si esprime l'attitudine di un determinato materiale a condurre corrente elettrica.

Di tutti gli elementi conosciuti, i buoni conduttori sono piuttosto pochi; citiamo nell'ordine: rame, argento, oro, alluminio, ecc.

Viceversa, esistono materiali i cui atomi sono molto *stabili*, si oppongono cioè a qualsiasi modificazione della propria struttura; non esistono

quindi elettroni liberi di muoversi nel materiale, che prende il nome di *isolante*.

La tabella che segue elenca, in ordine di bontà, rispettivamente i più comuni tipi di materiali conduttori ed isolanti

conduttori	*isolanti*
Argento	Mica
Rame	Quarzo
Alluminio	Vetro
Ottone	Ceramica
Acciaio	Plastiche
Mercurio	Aria
Carbone	Olio

La presenza di elettroni liberi all'interno di un qualsiasi materiale vuol dire anche presenza, come inevitabile controparte, di atomi che, almeno momentaneamente, sono rimasti privi di tali elettroni.

Viene quindi a mancare l'equilibrio elettrostatico all'interno di questi atomi, nei quali allora prevale la carica positiva (non più compensata) del protone.

Questi atomi possiedono perciò carica positiva: particelle cariche di questo tipo (che hanno cioè acquisito o perso una carica elettrica) vengono chiamate *ioni*: nel caso degli atomi qui sopra citati, saremo in presenza di ioni positivi.

In tal modo, il bilancio elettrico complessivo della materia risulta chiarito.

La corrente

Un buon conduttore, per esempio un filo di rame, contiene milioni, o addirittura miliardi, di elettroni liberi; l'atomo di rame ha un elettrone sull'orbita più esterna, ed esso riesce facilmente rompere il legame che lo tiene vincolato.

Le cause che possono rompere i legami orbitali, tutte riconducibili a cessione di energia dall'esterno, sono almeno tre: per meglio dire, tre sono le forme di energia che possono disturbare l'equilibrio (già precario) degli elettroni liberi: calore, luce e campo elettrico.

Quindi la situazione si può così sintetizzare: a temperatura ambiente anche normale, gli elettroni liberi di cui sopra vagano caoticamente entro il conduttore: solo se il movimento di questi elettroni nel conduttore viene controllato ed esaltato, si possono produrre i fenomeni che vanno sotto il nome di elettricità.

Come fare, allora per trasformare il vagare caotico degli elettroni in un movimento regolare lungo il filo di rame (come di qualsiasi altro conduttore)?

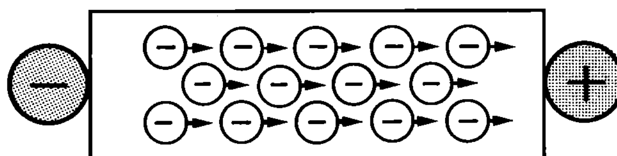
Basta ricorrere al concetto iniziale secondo cui cariche uguali si respingono e cariche opposte si attraggono.

Se allora pensiamo di inserire il nostro conduttore, contenente buon numero di elettroni liberi (o, quantomeno, facilmente liberabili) fra due corpi caricati di segno opposto, tutte le cariche libere all'interno del conduttore, e cioè gli elettroni (negativi), vengono sottoposti ad una forza elettrostatica che li allontana dal corpo carico negativamente e li sospinge contro il corpo carico positivamente (fig. 1-5).

Si verifica così un movimento di elettroni regolarmente sviluppantesi lungo il conduttore.

Questo flusso di cariche dura fintantoché i due corpi carichi non raggiungono l'equilibrio, cioè fintantoché gli elettroni che hanno emigrato nel corpo inizialmente carico positivamente non hanno compensato tutte le sue cariche positive, e lo stesso non hanno fatto gli ioni positivi rimasti

Fig. 1-5 - Migrazione regolare di elettroni entro un conduttore inserito fra due cariche elettriche concentrate ai suoi estremi.



nel conduttore, che hanno risucchiato elettroni dal corpo che inizialmente ne aveva in eccesso, che cioè era carico negativamente.

Il flusso di elettroni che ha attraversato il conduttore viaggiando dalla zona a carica negativa verso quella a carica positiva è denominato *corrente elettrica*.

Se, fra i due *elettrodi* fra i quali è stato interposto il conduttore, siamo in grado di mantenere sempre la disponibilità di cariche, quindi lo squilibrio, esistente in partenza, la corrente si mantiene inalterata e costante all'interno del conduttore.

Prima di occuparci dei sistemi atti a produrre corrente entro un circuito, passiamo a misurarla questa corrente, cioè a specificare quanti sono gli elettroni che passano in un conduttore in un tempo ben preciso; la misura che ci proponiamo di fare equivale in qualche modo alla "portata".

Per far questo, così come entro un tubo non si stanno a contare le molecole di acqua che passano, neanche entro un circuito elettronico serve (o addirittura è possibile) contare gli elettroni uno per uno.

Ricordiamo allora che, nel precedente capitolo, è già stata fissata un'unità di misura, riferita alla quantità di cariche con cui si ha a che fare: il coulomb.

Possiamo sfruttare la stessa, piazzandoci in un punto del circuito e "contando" quanti coulomb di elettroni passano nell'unità di tempo, che è il secondo (non per niente, si è parlato di portata).

La relazione che ne deriva è quindi:

$$I = \frac{Q}{t}$$

ove I è il simbolo dell'intensità di corrente elettrica.

L'unità di misura dell'*intensità di corrente* è l'*AMPERE*, che indica la quantità di cariche che passa nell'unità di tempo (in pratica un secondo). Si ha così:

$$1 \text{ AMPERE} = \frac{1 \text{ COULOMB}}{1 \text{ SECONDO}}$$

L'abbreviazione di ampere è A e se ne usano comunemente anche i sottomultipli:

$$\text{mA} = \text{milliampere} = \frac{1}{1000}\text{ A} = 10^{-3}\text{A}$$

$$\mu\text{A} = \text{microampere} = \frac{1}{1000000}\text{ A} = 10^{-6}\text{A}$$

grandezza	*simbolo*	*unità di misura*	*abbreviazione*
intensità di corrente	I	ampere	A

Definito il modo di misurare una corrente, non resta che da chiarirne la direzione.

Da tempo è noto (e qui sopra lo abbiamo visto) che la corrente è costituita da elettroni che, per leggi elettrostatiche, viaggiano allontanandosi dalla polarità negativa e dirigendosi verso quella positiva, in quanto ne sono attratti.

Quando però si fissarono i primi standard internazionali, tutto ciò ancora non si conosceva: talché si fissò per convenzione generale che la corrente fosse costituita da cariche positive che vanno dal positivo al negativo: e questa convenzione simbolica è rimasta, nonostante il fenomeno avvenga fisicamente in modo perfettamente contrario (però, equivalente).

Effetti della corrente elettrica

Lo scorrere di una corrente elettrica nei diversi corpi più o meno conduttori produce fenomeni di varia natura, alcuni dei quali sono appunto tipici per visualizzare o misurare tale passaggio: li elenchiamo qui di seguito.

1) *Effetto termico:* il passaggio della corrente elettrica, cioè il moto più o meno ordinato di particelle subatomiche legato agli urti e scambi elettronici già descritti, produce un certo riscaldamento (più o meno evidente e misurabile) in ogni materiale da essa percorso.

2) *Effetto chimico*: ogni soluzione chimica attraverso la quale passi corrente elettrica viene decomposta in modo più o meno apprezzabile, ottenendosene comunque separazioni e combinazioni chimiche diverse da quelle di partenza, e deposito, sui terminali immersi nella soluzione chiamati *elettrodi*, di elementi già facenti parte della soluzione.

3) *Effetto magnetico*: attorno ad ogni conduttore percorso da corrente si crea quello che chiamiamo un "campo", si manifestano cioè azioni meccaniche di entità variabile col variare dell'intensità della corrente e di direzione variabile col variare della direzione di corrente.

Esempio tipico è la deviazione dell'ago di una bussola posta appunto in prossimità di un conduttore percorso da corrente; infatti al campo magnetico terrestre che tiene l'ago orientato in una certa direzione (NORD) si sovrappone il

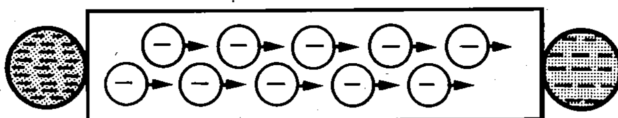


Fig. 1-6 - Corrente elettrica entro un conduttore inserito fra due corpi carichi con lo stesso segno ma in diversa entità.

campo magnetico creato localmente, che fa appunto deviare l'ago a seconda della propria intensità e direzione.

Esiste altresì un cosiddetto effetto fisiologico, di cui verrà trattato a parte.

La tensione

Nel precedente paragrafo abbiamo visto come quel flusso regolare e continuo di elettroni che chiamiamo corrente elettrica si verifica in tutti quei casi in cui: esistono elettroni liberi, esiste un percorso attraverso il quale essi possono scorrere, esistono due "oggetti" *carichi in modo diverso* l'uno dall'altro e posti agli estremi del suddetto percorso.

La differenza nello stato di carica dei due oggetti fornisce la spinta affinché entro il conduttore passino gli elettroni scambiati fra l'oggetto, o terminale, o elettrodo che ne ha in eccesso, e quello che ne ha in difetto.

In altre parole quindi, non è strettamente indispensabile che, a provocare il passaggio di corrente, sia la presenza, agli estremi del conduttore, di due cariche localizzate, una negativa ed una positiva; le due cariche possono anche essere ambedue positive o ambedue negative, purché di entità diversa fra di loro.

Ciò significa che il passaggio di corrente nel conduttore interposto fra le due cariche avviene anche se, per esempio, uno dei due terminali "contiene" un numero di elettroni molto maggiore dell'altro terminale; anche in questo caso (come nel caso opposto) si verificherà quella spinta elettrostatica che tende a neutralizzare lo squilibrio delle cariche (fig. 1-6).

A questo punto, dobbiamo finalmente pervenire ad una più precisa definizione di quella "spinta" o "pressione" che costringe gli elettroni a muoversi fra due punti di un conduttore o di un circuito, fra i quali sappiamo che esiste un campo elettrico.

Tutte le volte che fra due oggetti esiste una forza elettrostatica (questi oggetti sono cioè carichi in modo diverso, e quindi esiste fra di essi uno squilibrio energetico), si dice che fra di essi esiste una *differenza di potenziale*.

In altre parole, qualsiasi corpo carico possiede un *potenziale*, è cioè potenzialmente sempre in grado di scaricare l'energia che ha accumulato; più il corpo è caricato positivamente, più il suo potenziale è alto, e viceversa: ecco quindi il motivo per cui le azioni che ne conseguono sono proporzionali alla differenza fra i singoli potenziali.

Basta quindi che, agli estremi di un conduttore o di un circuito, noi applichiamo (e manteniamo) una differenza di potenziale, perché si ottenga un passaggio di corrente nel sistema; è appunto questo potenziale che esprime la già citata aspirazione, da parte di un corpo carico con una certa polarità, ad attrarre cariche di segno opposto, cioè a ritornare alla sua normale condizione di equilibrio.

Così si spiega meglio il fatto che i due oggetti carichi cui ci si è riferito nei precedenti esempi possono avere sia polarità opposta sia polarità uguale, purché (in quest'ultimo caso), siano diversi i due potenziali.

Qualunque sia il potenziale effettivo dei due terminali applicati al conduttore, gli elettroni liberi "sentono" solo la differenza fra i due potenziali e si comportano di conseguenza; sentono comunque l'azione di una forza elettrica che tende a farli muovere, e che viene appunto chiamata forza elettromotrice.

Qui si impone nuovamente un'analogia idraulica: se vogliamo far passare acqua (analogo a: corrente) entro un tubo che colleghi un serbatoio al rubinetto, fra i due dovrà esistere una differenza di altezza (analoga a: potenziale), cioè il serbatoio dovrà essere più alto del rubinetto, qualunque sia la loro quota.

In altre parole, lo stesso flusso d'acqua si avrà nel caso di serbatoio a 1.000 e rubinetto a 990 m,

come nel caso di serbatoio a 0 metri e rubinetto a 10 m sotto il suolo: il dislivello è sempre 10 m.

Ad ogni modo, conseguenza fondamentale di tutto ciò è che tutti i fenomeni elettrici sono provocati da una differenza di potenziale, e quindi coinvolgono lo stato di carica di due punti.

Sempre almeno due sono cioè i "terminali" del più semplice circuito cui noi possiamo riferirci; al limite, uno dei due può essere preso come riferimento comune per altri terminali a potenziale diverso.

La differenza di potenziale (spesso abbreviata in d.d.p.) è molto frequentemente sostituita dal termine *tensione*, che appunto rappresenta la pressione esercitata sull'elettrone per muoverlo.

Questa grandezza, comunque la si chiami, si misura in *VOLT* (simbolo V), i cui sottomultipli e multipli di uso più comune sono:

$$\mu V = \text{microvolt} = \frac{1}{1000.000} V = 10^{-6} V$$

$$mV = \text{millivolt} = \frac{1}{1000} V = 10^{-3} V$$

$$kV = \text{kilovolt} = 1.000 \quad V = 10^{3} V$$

Il campo elettrico

Contemporaneamente causa ed effetto di quanto sin qui detto è la presenza di un cosiddetto *campo elettrico*, cioè di una porzione di spazio in cui una carica elettrica risulta sottoposta ad una forza a sua volta prodotta dalla distribuzione di altre cariche elettriche: in altre parole da una differenza di potenziale elettrico presente fra due punti.

É questa che produce una certa *intensità di campo elettrico*, la quale si misura in *volt per metro* (V/m), cioè come differenza di potenziale presente fra due punti del citato campo elettrico distanti 1 metro fra di loro.

Affinché in quella porzione di spazio di cui sopra il campo elettrico sia assente (o quanto più possibile ridotto), la zona va eventualmente protetta da opportuna struttura metallica, cioè da una *schermatura* (come meglio si vedrà più avanti in questa trattazione).

grandezza	*simbolo*	*unità di misura*	*abbreviazione*
tensione d.d.p., f.e.m.	V	volt	V

GENERATORI DI F.E.M.

Si è detto che per generare una corrente elettrica occorre applicare all'esterno una certa sollecitazione, una forza cioè (di natura elettrica) che compia il lavoro necessario.

É appunto l'influenza di un campo elettrico che produce il movimento di cariche che costituiscono la corrente; all'uopo esistono appositi dispositivi, che hanno il nome di **generatori**.

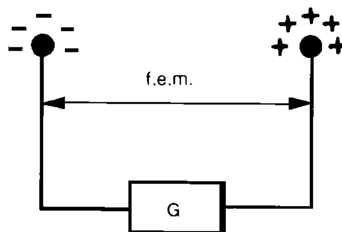
Un generatore è un dispositivo essenzialmente in grado (come sarà esaminato più oltre) di mantenere un eccesso di elettroni ad uno dei suoi terminali d'uscita (che sarà quindi negativo) ed un difetto di elettroni all'altro terminale (che sarà quindi positivo).

La carenza di elettroni (la presenza cioè di atomi ionizzati positivamente), una volta collegato il dispositivo ad un conduttore, attrarrà gli elettroni liberi dello stesso, e questo fenomeno si propagherà attraverso tutto il conduttore, appunto causando in esso una corrente elettrica.

Lo squilibrio di cariche che abbiamo indicato essere localizzato ai terminali del generatore, la forza cioè che lo stesso esercita sul conduttore per farne muovere le cariche, è quello che abbiamo già indicato come *forza elettromotrice (f.e.m.)*, ed è un'espressione del potenziale di cui già abbiamo parlato; in fig. 1-7 è riportata una rappresentazione grafica del sistema.

Se allora, fra quei due serbatoi di cariche cui possono assimilarsi i due terminali del generatore G, si collega un conduttore (come in fig. 1-8), lo squilibrio elettrico provocato e sostenuto dal generatore stesso si distribuisce regolarmente lungo il conduttore, ora percorso da corrente, ripartendo l'entità dello squilibrio elettrico fra le in-

Fig. 1-7 - Generatore di f.e.m., con evidenziato in modo particolare lo squilibrio di cariche da esso sostenuto.



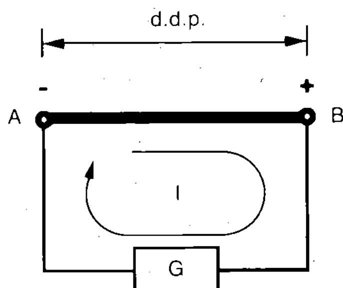


Fig. 1-8 - Differenza di potenziale fra due punti di un conduttore cui è applicato il generatore di f.e.m.

fine coppie di punti che costituiscono il conduttore; il tutto come già visto, anche con una analogia idraulica.

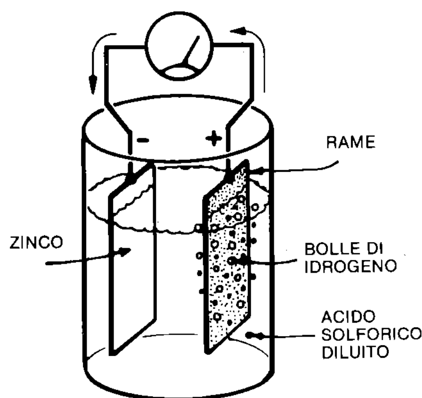
Molteplici sono i mezzi per creare e mantenere quel flusso di elettroni o di ioni che abbiamo chiamato corrente elettrica.

Le sorgenti di f.e.m. possono essere di origine: chimica (pile o accumulatori), meccanica, termica e luminosa; alcune di esse si realizzano sfruttando il fenomeno inverso a quanto visto sugli effetti della corrente.

Allo stato attuale della trattazione, ci interessano unicamente le **correnti continue**, le correnti cioè **costituite da un flusso di cariche avente intensità e direzione costante**.

Per questo motivo allora ci interesseremo del tipo più classico di generatore di f.e.m. continua, quello cioè di origine chimica.

Fig. 1-9 - Classica versione di cella elettrochimica generatrice di corrente.



Generatori elettrochimici

Il capostipite, e nello stesso tempo il più tipico rappresentante della categoria dei generatori chimici di corrente continua, è la *pila*.

Nella sua versione classica, la pila elettrica è essenzialmente costituita da due conduttori (di prima classe, per esempio metalli o carbone), detti *elettrodi o poli*, immersi in una soluzione o impasto semisolido (conduttore di seconda classe), chiamato *elettrolito*.

Il funzionamento della pila è basato fondamentalmente sull'*effetto Volta,* fenomeno che consiste nel manifestarsi di una differenza di potenziale sulla superficie di separazione di due metalli diversi posti intimamente a contatto.

Più in generale, si può dire che, quando due metalli diversi sono immersi in certe soluzioni chimiche, viene a crearsi, per azioni chimiche che si verificano all'interno della cella, una forza elettromotrice; la fig. 1-9 raffigura una classica versione di cella elettrochimica generatrice di corrente elettrica.

Chiudendo il circuito esterno di una pila con un conduttore qualsiasi si ha il passaggio di una corrente elettrica, di maggiore o minore intensità a seconda della natura del conduttore; essa è determinata da una forza elettromotrice (tensione della pila) che si stabilisce tra i due poli per effetto di reazioni chimiche che si verificano fra gli elettrodi.

Si ha così un moto di elettroni nel circuito esterno, che viaggiano ovviamente dal polo negativo (che ne ha in eccesso) a quello positivo; entro la pila si ha viceversa un moto di ioni.

In altre parole, la reazione chimica che avviene fra gli elettrodi produce una liberazione di elettroni in seno all'elettrolito, elettroni che vengono catturati da un elettrodo a spese dell'altro, e che vengono avviati nel circuito esterno eventualmente collegato, mantenendovi così il richiesto passaggio di corrente. Ciò in quanto ché, in senso alla soluzione, la reazione avviene in continuità, cosicché lo squilibrio elettronico fra i due elettrodi viene mantenuto: uno rimane costantemente caricato positivamente, l'altro negativamente.

Però trattandosi di una reazione chimica, oltre ad avere come conseguenza la richiesta separazione di elettroni e ioni, si verifica anche la combinazione e formazione di composti, diversi da quelli di origine, che vanno a ricoprire, o comunque a modificare, gli elettrodi; questa alterazione diminuisce lentamente ma costantemente la possibilità di erogazione di corrente, la pila cioè si scarica.

Con terminologia più esatta, si può dire che, durante il funzionamento di una pila, si verificano fenomeni vari che modificano le condizioni chimiche attorno agli elettrodi, provocando la cosiddetta *polarizzazione* della pila; l'effetto finale consiste comunque nella progressiva diminuzione della sua forza elettromotrice.

Molti tipi di pile sono reversibili, nel senso che si può ripristinare pressoché completamente la situazione di partenza dei singoli componenti, se ne può cioè effettuare la ricarica (almeno per un numero sufficientemente alto di volte).

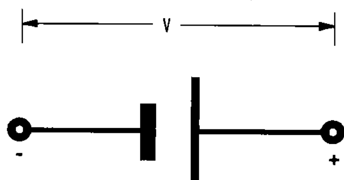
Ciò avviene quando, collegando i poli positivo e negativo con i poli dello stesso segno di un altro generatore efficiente, ci si porta allo stato chimico iniziale.

Tipiche pile reversibili sono gli *accumulatori* (le normali batterie ad acido per auto), mentre sono tipicamente irreversibili le *pile a secco*.

Pile a secco non reversibili

La classica costituzione di una pila a secco prevede l'elettrodo negativo costituito dalla custodia esterna in zinco, e l'elettrodo positivo da una bacchetta di carbone (con nerofumo e biossido di manganese come depolarizzante); l'elettrolito è cloruro d'ammonio o di zinco, a consistenza pastosa.

Fig. 1-10 - Simbolo grafico di pila, accumulatore o batteria.



La tensione normalmente disponibile ai capi di una classica pila a secco è di circa 1,5 V.

Come già si è detto, questo tipo di pila non è ricaricabile, cioè le reazioni chimico-elettriche che hanno luogo nel suo interno durante l'erogazione di corrente, o con il passare del tempo, non sono reversibili.

Fra i tipi non ricaricabili, oltre alle normali pile a secco, sono reperibili quelle al *manganese*, di molto maggiore autonomia (e di non altrettanto maggior costo) del pur diffusissimo tipo a secco, e, di caratteristiche ancora migliori, quelle al *mercurio*.

Pile reversibili

Passiamo ora ad esaminare le pile di tipo reversibile, vale a dire gli accumulatori elettrici; il nome deriva praticamente dal fatto che si tratta di generatori elettrochimici capaci di assorbire energia elettrica in un periodo detto di carica e di erogarla in una fase detta di scarica.

Gli accumulatori che rispondono meglio alle esigenze pratiche più ricorrenti sono quelli al *piombo* (di impiego più comune) e quelli *alcalini*.

L'accumulatore al piombo ha gli elettrodi formati rispettivamente da una piastra di perossido di piombo (polo negativo) e da una di piombo spugnoso (polo positivo); l'elettrolito consiste in una soluzione di acido solforico e acqua distillata al 30% circa.

In fase di scarica si deposita sulle piastre (per le reazioni interne fra elettrolito ed elettrodi) del solfato di piombo, che, essendo un isolante, diminuisce la capacità di erogazione della batteria, fino a renderla inservibile.

L'applicazione ai morsetti dell'accumulatore di una tensione leggermente superiore a quella nominale provoca all'interno dello stesso la reazione inversa, cioè la scomparsa pressoché totale dello strato isolante prima formatosi, permettendone quindi la ricarica.

La tensione nominale dell'elemento carico è pari a 2,1 V, quella minima di utilizzazione (in fase di scarica) è di 1,8 V approssimativamente.

Occorre però tener presente che la tensione di piena carica deve essere compresa fra 2,25 e 2,30 V.

La *portata* (o capacità di erogazione) di un accumulatore è espressa in ampere/ora, e viene appunto indicata con A x h; questo numero indica cioè quanti ampere può erogare la batteria in un'ora per arrivare alla tensione limite di scarica.

Tuttavia questo numero è solo una grandezza indicativa; in effetti la forte erogazione di corrente (anche per poco tempo) può compromettere per sempre la vita dell'accumulatore, per cui i valori massimi di erogazione costante non dovrebbero superare il 10% della portata (col che ovviamente il tempo di erogazione diviene 10 volte maggiore, viene cioè riferito a 10 ore).

Altro tipo di accumulatore ricaricabile, più leggero e robusto, ma anche più costoso, è il tipo al *ferro-nichel*, la cui tensione nominale per cella è di 1,5 V.

L'accumulatore alcalino, così chiamato per la natura dell'elettrolito, è frequentemente impiegato ove prevalgono considerazioni di robustezza e durata, oltreché d'ingombro più limitato; ciò in quanto le più complesse tecnologie costruttive e l'impiego di materiali pregiati ne fanno un dispositivo di costo nettamente più alto rispetto a quelli al piombo.

Si tratta tipicamente degli ormai abbastanza noti accumulatori al nichel-cadmio, la cui tensione tipica di erogazione è di 1,25 V circa.

Anche la tecnica di ricarica per questi dispositivi è diversa; mentre per gli accumulatori al piombo la carica si effettua a tensione costante, per quelli al nichel-cadmio la carica va rigorosamente effettuata a corrente costante (e di valore pari a $\frac{1}{12} \div \frac{1}{14}$ della capacità nominale).

Batterie

Il termine più frequente con cui vengono indicati un po' tutti i tipi di pila, ma in particolare gli accumulatori, è quello di batteria: la denominazione implica già nel nome la presenza di più elementi o celle.

Essendo infatti, come si è visto, la tensione di queste celle piuttosto bassa, esse vengono collegate *in serie* fra di loro; ciò significa che il polo positivo di un elemento viene collegato al polo negativo dell'elemento successivo, e così via, talché la corrente che scorre in circuito attraversa consecutivamente i vari elementi conservando identica intensità, mentre le singole tensioni si sommano.

La disposizione è esemplificata in fig. 1-11; in tale modo si possono ottenere valori opportuni di tensione, i più tipici dei quali sono: 6,3 - 12,6 e 24,2 per gli accumulatori; 4,5 e 9 per le pila a secco.

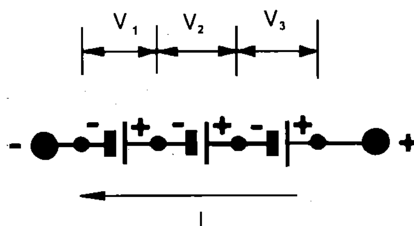


Fig. 1-11 - Rappresentazione di più celle di accumulatore o pila collegate in batteria (cioè in serie).

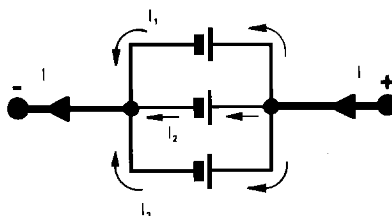
Un'alternativa a questo modo di collegare fra di loro diversi accumulatori o pile è quello riportato in fig. 1-12: si tratta del collegamento di più celle *in parallelo* fra di loro.

In questo caso, l'operazione consiste nel collegare tutti assieme gli elettrodi contrassegnati da una stessa polarità; la tensione disponibile resta la stessa di una singola cella, mentre è la corrente che aumenta in proporzione in quanto vengono messe contemporaneamente a disposizione più vie di generazione (e transito) per la corrente.

Tuttavia, al contrario del collegamento in serie di diversi elementi (o anche di diverse batterie) per ottenere tensioni opportunamente elevate, il collegamento in parallelo per ottenere correnti più forti viene meno usato.

Infatti, mentre per il collegamento in serie occorre e basta che sia uguale la capacità di erogazione di ogni singolo elemento, per il collegamento in parallelo anche le tensioni devono essere rigorosamente uguali; infatti le differenze di tensione (pressoché inevitabili) fra i vari elementi farebbero sí che l'elemento a tensione più alta si scaricasse su quello a tensione più bassa, con conseguente disuniforme ripartizione delle correnti e dei tempi di scarica.

Fig. 1-12 - Rappresentazione di più celle di accumulatore o pila collegate in parallelo.



RESISTENZA

Si è già accennato alla maggiore o minore facilità con cui è possibile spostare elettroni all'interno della struttura atomica dei materiali conduttori, allo scopo di mantenervi un flusso tale da costituire una corrente elettrica.

In effetti, la facilità con cui una corrente elettrica può attraversare un filo conduttore dipende dalle dimensioni del filo e dal materiale con cui è fatto.

Esistono materiali nei quali, con un piccolissimo sforzo, cioè con una relativamente piccola d.d.p. applicata, gli elettroni si spostano molto facilmente: questi sono per esempio i metalli e li abbiamo chiamati conduttori.

Esistono invece materiali (per esempio resine, vetri, porcellane) in cui, anche con elevatissime d.d.p. applicate, non si riesce a spostare pressoché nessun elettrone; e questi li abbiamo chiamati isolanti.

Comunque la difficoltà a distaccare elettroni dai rispettivi atomi, e le continue collisioni che si verificano fra questi elettroni liberi (prerogative variabili da materiale a materiale) contribuiscono ad opporsi in modo più o meno sensibile ad un flusso continuo e regolare di elettroni.

Questa opposizione che la corrente elettrica incontra nel suo percorso entro un conduttore o un circuito viene chiamata *resistenza*.

Il simbolo della resistenza è R, e la sua unità di misura è l'*OHM* (Ω), del quale sono di uso comune i seguenti multipli e sottomultipli:

$$k\Omega = \text{kiloohm} = 1.000 \text{ ohm} = 10^3\ \Omega$$

$$M\Omega = \text{megaohm} = 1.000.000 \text{ ohm} = 10^6\ \Omega$$

$$m\Omega = \text{milliohm} = \frac{1}{1000} \text{ ohm} = 10^{-3}\ \Omega$$

grandezza	*simbolo*	*unità di misura*	*abbreviazione*
resistenza	R	ohm	Ω

Fattori che determinano la resistenza

Abbiamo già intravisto l'esistenza di caratteristiche fisiche intrinseche che influiscono sull'attitudine di un materiale più o meno conduttore a lasciarsi attraversare dalla corrente elettrica; esaminiamo ora il problema più in dettaglio.

I fattori che determinano il valore della resistenza in modo diretto sono i tre che qui di seguito elenchiamo.

a) *Il tipo di materiale* prescelto è il fattore più evidente, in quanto sappiamo che è la struttura atomica a giocare un ruolo determinante, in funzione dei legami più o meno stretti degli elettroni di orbita esterna.

b) Ruolo determinante è pure assunto dalla *sezione trasversale* del conduttore: maggiore è la superficie attraverso la quale possono "sfogare" gli elettroni liberi, minore evidentemente è l'attrito incontrato, e perciò minore è la resistenza (il paragone idraulico, di tubo largo o stretto a parità di portata d'acqua, è di nuovo calzante o chiarificatore). Quindi, la resistenza è inversamente proporzionale alla superficie che la corrente deve attraversare.

c) Ruolo altrettanto importante assume la *lunghezza* del percorso; più lungo è il tratto di conduttore che le cariche devono percorrere, di nuovo maggiori sono le difficoltà da superare per attriti vari, e perciò maggiore è la resistenza. Quindi, la resistenza è direttamente proporzionale alla lunghezza del conduttore che la corrente deve superare.

É appunto la relazione esistente fra questi tre fattori che permette di definire perfettamente il valore di resistenza di un qualsiasi dispositivo.

Se si prende in esame un corpo costituito da un certo materiale, la resistenza da esso presentata risulta essere direttamente proporzionale alla lunghezza del corpo considerato ed inversamente proporzionale alla sua sezione trasversale, secondo la formula

$$R = \rho \frac{\ell}{S}$$

Il coefficiente di proporzionalità ρ è la resistenza specifica, o *resistività* del materiale, che non è altro che la resistenza di un cubetto del materiale stesso avente lati uguali ad un'unità di lunghezza prefissata.

Se si prende come unità di superficie il cm^2 e come unità di lunghezza il cm, la resistività deve essere espressa in ohm x cm^2/cm.

Fig. 1-13 - Simbolo grafico del componente "resistenza".



Da notare che, di un corpo, conduttore o isolante che sia, sottoposto ad una d.d.p., si intende per lunghezza semplicemente la distanza fra i due punti di applicazione della d.d.p. stessa.

Effetto Joule

Si è visto che, per far scorrere una certa corrente entro un conduttore, più elevata è la resistenza del conduttore stesso, più grande è il lavoro che occorre fornire dall'esterno, sotto forma di d.d.p.

É evidente come questa più o meno grande richiesta di lavoro dall'esterno serva per compensare le difficoltà che all'interno incontrano gli elettroni per muoversi; si è infatti sottolineato come il moto degli elettroni consista in salti di orbita e possibili urti contro altri elettroni, il che conduce a raffigurare la resistenza come una specie di attrito incontrato dall'elettrone nel suo moto.

Ne viene allora, come conseguenza immediata, che quel lavoro fornito dall'esterno, all'interno del conduttore venga speso e si trasformi in calore e cioè, in definitiva, in aumento di temperatura del conduttore considerato, come precedentemente è stato accennato.

É questo il cosiddetto *effetto Joule*, che consiste quindi in una trasformazione, entro ogni conduttore percorso da corrente, di energia elettrica in energia termica.

Da ciò discende che un altro fattore che influenza la resistenza di un conduttore è appunto la *temperatura*; si tratta però di un'azione la cui entità, almeno nella maggioranza dei casi, può essere considerata secondaria.

Succede comunque che, se si aumenta la temperatura di un conduttore, si aumenta di conseguenza il livello di energia dei singoli atomi, e quindi dei relativi elettroni; quelli liberi aumentano il ritmo dei loro movimenti, e quindi le possibilità di collisione e di attrito, incontrando cioè un maggior numero di ostacoli (questo, almeno, è quanto avviene per i più normali tipi di conduttori). Conseguenza finale è che, se si alza la temperatura, aumenta, per questi materiali, la resistenza elettrica.

Esiste evidentemente un rapporto fra la variazione di temperatura e quella (in genere modesta) di resistenza che ne consegue; esso è espresso dal *coefficiente di temperatura* (della resistenza o del materiale) che non è altro che la percentuale di cui varia di valore la resistenza quando la temperatura varia di 1 grado.

Nel caso dell'esempio citato poco sopra, il coefficiente è positivo (resistenza che aumenta con la temperatura); esistono invece altri materiali, come il carbone e certe leghe, il cui coefficiente è negativo (cioè aumentando la temperatura, la resistenza diminuisce).

Queste proprietà caratteristiche di determinati materiali possono essere esaltate con l'opportuna scelta e combinazione degli stessi; si possono così realizzare dei particolari dispositivi, detti genericamente *termistori* che servono, montati nei circuiti elettrici, per esempio a tradurre una variazione di resistenza in variazione di tensione (o corrente). Per i motivi suesposti, questi elementi possono avere coefficiente di temperatura positivo o negativo (P.T.C. o N.T.C.).

Comunque, in prima approssimazione, o ancor meglio nel caso di un resistore ideale (cioè privo di comportamenti secondari), la *caratteristica tensione/corrente* (ovvero la sua resistenza) resta costante al variare della frequenza cui lavora, al variare della temperatura e degli altri fattori ambientali.

LEGGE DI OHM

Un circuito elettrico elementare

Ora che conosciamo alcuni importanti componenti e certe proprietà fondamentali dell'elettricità, possiamo anche esaminare lo *schema elettrico* di un semplice circuito, allo scopo evidente di studiarne funzionamento e dimensionamento (fig. 1-14).

Il nostro circuito elementare comprende: una sorgente di energia o *generatore* a corrente continua (la batteria), un utilizzatore o *carico* (la resistenza) ed i relativi *conduttori* di collegamento, necessari a smistare tensione e corrente fra i due componenti veri e propri; questi fili di collegamento li supponiamo conduttori perfetti, e quindi dotati di resistenza zero, quindi la tensione della batteria risulta direttamente applicata ai capi della resistenza.

La relativa simbologia grafica è quindi ben evidenziata nello schema elettrico: i due simboli grafici di batteria e resistenza sono interconnessi da semplici tratti rettilinei, che stanno appunto ad indicare i fili di collegamento a resistenza nulla.

Dai capitoli precedenti siamo in grado di affermare che la presenza del generatore di tensione V provoca in circuito il passaggio di una certa corrente I, ed anche che la corrente I dovrà in

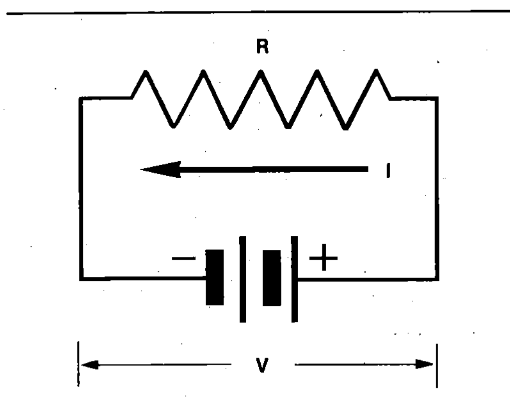


Fig. 1-14 - Schema elettrico di circuito elementare, costituito da un generatore (batteria), un carico (resistenza), e dai fili di collegamento.

qualche modo risultare legata ai valori della tensione stessa nonché della resistenza R.

Esiste una formula ben precisa che rende concreta questa relazione, ed è:

La legge di Ohm

Nonostante si tratti del caposaldo forse più importante di tutta la materia che stiamo studiando, la *legge di Ohm* dice semplicemente che **la tensione V presente ai capi di una resistenza R percorsa da una corrente I è uguale al prodotto fra il valore di R della resistenza ed il valore I della corrente.**

In formula, la relazione, è anche più semplice:

$$V = I \cdot R$$

dove V è il numero di volt (o frazioni) localizzato ai capi della resistenza, I è il numero di ampere (o frazioni) che attraversa la resistenza, ed R è il numero di ohm (o frazioni) della resistenza cui ci riferiamo.

Vediamo subito un esempio pratico: avendo a disposizione un circuito nel quale sappiamo che il valore della resistenza è di 6 Ω e quello della corrente che vi circola è di 2,1 A, il valore della tensione localizzata ai capi della resistenza non può che essere:

$$V = I \cdot R = 2{,}1\ \text{A} \cdot 6\ \Omega = 12{,}6\ \text{V}$$

Questo è evidentemente il valore della tensione generata dalla batteria.

Essendo la legge di Ohm espressione di tre termini, altrettanto sono le forme in cui essa può essere proposta ed utilizzata, perché 3 sono i modi in cui il problema può essere posto; vediamo allora la seconda definizione, e relativa formula.

Riferendoci in questo caso alla corrente, la legge di Ohm dice che **la corrente I che attraversa una resistenza R ai capi della quale è applicata una tensione V è uguale al rapporto fra il valore V della tensione ed il valore R della resistenza:**

$$I = \frac{V}{R}$$

Se allora, a titolo di esempio, abbiamo a che fare con un circuito costituito da una batteria a 12 V, che alimenta una resistenza da 100 Ω, il valore della corrente attraverso la resistenza è dato da:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{12\ \text{V}}{100\ \Omega} = 0{,}12\ \text{A}$$

Il terzo modo di formulare la legge di Ohm è il seguente: **il valore della resistenza R ai capi della quale è localizzata una tensione V ed entro alla quale scorre una corrente I è uguale al rapporto fra i valori di V e di I:**

$$R = \frac{V}{I}$$

Vediamo l'esempio anche in questo: se la tensione di batteria è 6 V e la corrente che passa in circuito è di 10 A, avremo:

$$R = \frac{V}{I} = \frac{6\ \text{V}}{10\ \text{A}} = 0{,}6\ \Omega$$

Dalla terza versione della legge di Ohm si può derivare la definizione cosiddetta "elettrica" dell'ohm quale unità di misura: si tratta cioè di quella resistenza che, sottoposta ad una d.d.p. di 1 V, è percorsa da una corrente pari ad 1 A.

Quest'ultima precisazione offre lo spunto per ricordare che, in tutte e tre le versioni della formula che esprime la legge di Ohm, se la tensione è espressa in volt e la corrente in ampere, la resistenza, sarà ottenuta in ohm.

In altre parole, e ciò varrà per tutte le altre formule via via citate, le grandezze ivi contenute andranno sempre espresse secondo le unità di misura fondamentali, quali sono in questo caso l'ampere, il volt e l'ohm.

LE LEGGI DI KIRCHHOFF

Si presentano dei casi di circuiti che non possono essere facilmente risolti usando la sola legge di Ohm, mentre possono essere più facilmente manipolati usando metodi di analisi addizionali: uno di questi consiste appunto nelle leggi di Kirchhoff.

La **prima** di queste leggi stabilisce che la somma (algebrica) delle intensità di corrente che confluiscono in un determinato nodo di un circuito comunque complesso è nulla, ovvero che la somma delle correnti che entrano in un nodo deve essere uguale alla somma delle correnti che ne escono. Riferiamoci per questo alla fig. 1-15, iniziando col riferirci ad un semplice circuito parallelo, in cui sono noti i valori di R1, R2 e V.

Applicando la legge di Ohm si otterrà che I1 = 4 A e I2 = 6 A. Ma per determinare la corrente totale fornita dalla batteria, un modo sarà quello di calcolare la resistenza equivalente fra R1 ed R2 in parallelo e quindi applicare la legge di Ohm: ciò permette di ottenere Rt = 2 Ω ed It = 6A.

L'altra strada per ottenere il risultato (pur se l'esempio è ancora molto semplice) è quello di applicare la 1ª legge di Kirchhoff al punto X o Y.

La corrente totale (It) che scorre entrando nel punto X deve essere uguale alla somma delle due correnti I1 e I2, che è appunto uguale a 6 A. Nel punto Y le due correnti si ricombinano di nuovo, soddisfacendo alla legge.

D'altra parte, il concetto è derivato automaticamente dalla legge di Ohm, ed in casi molto semplici è applicato inconsciamente senza minimamente pensare a... Kirchhoff.

La **seconda** legge di Kirchhoff dice che la somma (algebrica) delle forze elettromotrici di una qualunque maglia di circuito è uguale alla somma dei prodotti fra le resistenze che costituiscono la maglia e le intensità di corrente che vi circolano. In altre parole, la somma delle cadute di tensione in circuito deve eguagliare la somma delle sorgenti di tensione.

Nel circuito in serie di fig. 1-16 (anche qui si fa uso di una versione circuitale molto semplificata) la resistenza totale assomma a 24 Ω, che lascia passare una corrente di 0,5 A; per determinare la tensione localizzata su R1, si può ricorrere alla legge di Ohm, e si ottengono 9 V.

Per andare d'accordo con la legge di Kirchhoff, la caduta su R2 sarà perciò di 3 V: ancora una volta, questo tipo di calcolo lo eseguiamo quasi inconsciamente.

Fig. 1-15

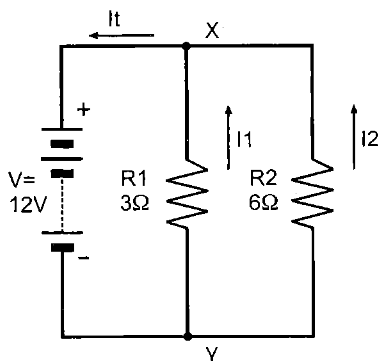
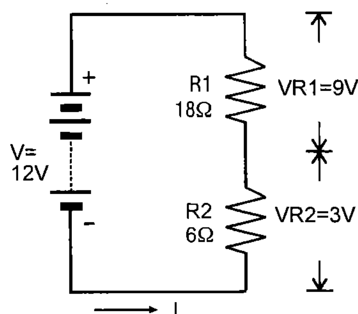


Fig. 1-16



COMPONENTI IN SERIE E PARALLELO

Il collegamento in serie

I componenti di un circuito si definiscono collegati in serie quando la corrente ivi contenuta segue un unico percorso, uscendo da uno dei terminali del generatore di tensione, attraversando (sempre la stessa) i vari componenti uno dopo l'altro, per poi richiudersi all'altro terminale.

Portiamo avanti la trattazione riferendoci al caso che i componenti collegati in serie siano solamente **resistenze**.

La legge fondamentale che determina (e individua) il comportamento di un circuito serie è le seguente:

LA RESISTENZA TOTALE DI UN CIRCUITO SERIE É DATA DALLA SOMMA DELLE SINGOLE RESISTENZE.

Essa si esprime semplicemente con la seguente formula:

$$RT = R1 + R2 + R3 + \dots$$

dove le R con apice numerico (R con 1, R con 2, ecc.) stanno ad indicare ciascuno dei vari resistori presenti in circuito, così da poterlo identificare con brevità ed esattezza, ed "R con T" indica invece la resistenza totale, cioè quel valore che equivale all'effetto di tutte le altre messe assieme.

Possiamo quindi, a titolo di esempio, riferirci alla fig. 1-17; i valori riportati prevedono che sia:

$$R_1 = 1\ k\Omega;\ R_2 = 2\ k\Omega;\ R_3 = 3\ k\Omega$$

Il calcolo R_T è quindi molto semplice:

$$R_T = (1 + 2 + 3)\ k\Omega = 6\ k\Omega$$

Il circuito quindi si comporta come se in esso fosse inserita un'unica resistenza da 6.000 Ω.

Occupiamoci ora del caso in cui vi siano delle **tensioni, cioè dei generatori o batterie**, collegate in serie.

Allora, allo stesso modo in cui abbiamo visto che resistenze collegate in serie si sommano per trovare la resistenza totale del circuito, così per trovare il valore della tensione totale presente in circuito si sommano i singoli valori delle diverse tensioni collegate in serie.

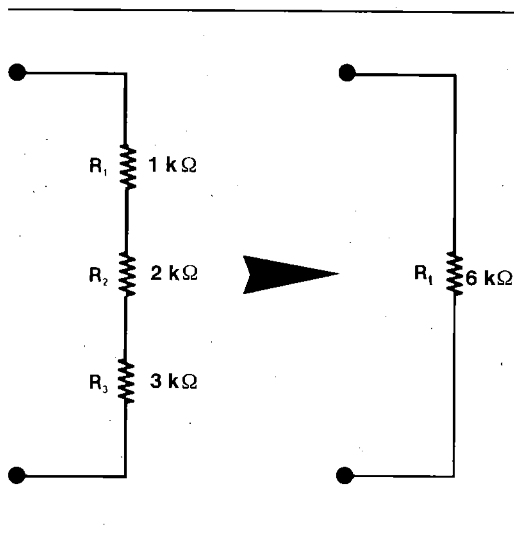


Fig. 1-17 - Calcolo della resistenza totale, equivalente alla somma delle tre presenti in circuito.

Vi è solo una differenza, però importante, di cui tener conto: le batterie, o in genere le tensioni continue, hanno un segno (o polarità), le resistenze no.

Questo segno è molto importante, perché le differenze di potenziale che ne conseguono (cioè in pratica, le azioni fisiche) si sommano se i segni di più generatori concordano, si sottraggono se i segni contrastano.

Vediamo questi effetti con due esempi classici, cominciando da quello di fig. 1-18.

Le due sorgenti di tensione sono applicate al circuito in modo che le loro tensioni si sviluppino nella stessa direzione; tali tensioni si sommano in modo da dare (essendo le due batterie uguali) una tensione totale di valore doppio:

$$V_T = V_1 + V_2 = 6\ V + 6\ V = 12\ V$$

Se invece le batterie sono collegate in modo che le loro tensioni siano opposte l'una rispetto all'altra, i loro valori si sottraggono, talché in questo caso la tensione risultate è nulla (fig. 1-19).

Infatti:

$$V_T = V_1 + V_2 = 6\ V + (-6\ V) = 0$$

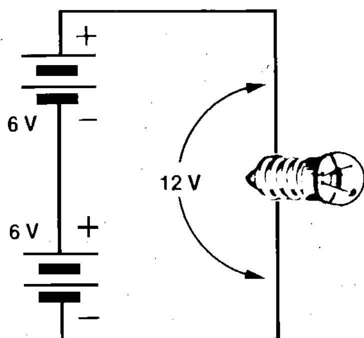


Fig. 1-18 - Se le due pile in serie hanno segni concordanti, la lampada si accende (6 V e 6 V = 12 V).

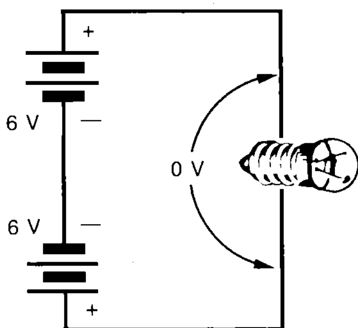


Fig. 1-19 - Se le due pile in serie hanno segni contrastanti, la lampada non si accende (6 V - 6 V = 0 V).

Il collegamento in parallelo

I componenti di un circuito si definiscono collegati in parallelo quando esistono due o più percorsi per la corrente in gioco, che cioè si dirama nei vari bracci presenti; in tal caso quella che rimane costante è la tensione applicata ai singoli componenti, mentre nel circuito serie era la tensione a suddividersi variamente.

Come mostra la fig. 1-20, in un circuito parallelo ci sono tanti percorsi di corrente quanti sono i componenti collegati in parallelo; in questo caso, abbiamo rappresentato tre rami resistivi, entro i quali si suddivide variamente la corrente totale.

Si può calcolare il valore equivalente a più resistenze collegate in parallelo mediante la seguente regola: l'inverso della resistenza totale è uguale alla somma degli inversi delle singole resistenze parziali.

Si può cioè scrivere:

$$\frac{1}{R_T} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \ldots$$

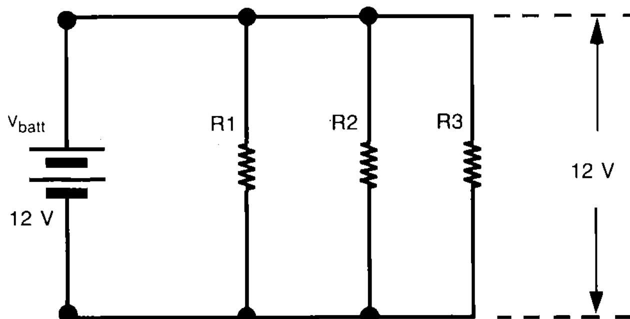
Poiché lo scopo è quello di calcolare proprio R_T, occorre allora una formula diretta, che è la seguente:

$$R_T = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \ldots}$$

Sfruttiamo come esempio di calcolo, ed anche per verifica finale, il circuito di fig. 1-20 in cui supponiamo che sia:

R1 = 100 Ω R2 = 200 Ω R3 = 500 Ω

Fig. 1-20 - La tensione ai capi di un circuito parallelo è la stessa per ciascuno dei suoi componenti.



Avremo allora:

$$R_T = \frac{1}{\frac{1}{100}+\frac{1}{200}+\frac{1}{500}\cdots}$$

Il sistema più facile per sviluppare questo calcolo ci sembra quello della riduzione alla notazione decimale:

$$\frac{1}{100} = 1 \cdot 10^{-2};\ \frac{1}{200} = 0{,}5 \cdot 10^{-2};\ \frac{1}{500} = 0{,}2 \cdot 10^{-2}$$

Possiamo quindi scrivere:

$$R_T = \frac{1}{1 \cdot 10^{-2} + 0{,}5 \cdot 10^{-2} + 0{,}2 \cdot 10^{-2}}$$

$$= \frac{1}{1{,}7 \cdot 10^{-2}} = 58{,}8\ \Omega$$

Nel caso, ben più ricorrente, in cui le resistenze collegate in parallelo siano solamente due, la formula già vista per la resistenza equivalente si può anche scrivere nella versione (più semplice per il calcolo):

$$\boxed{R_T = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}}$$

Questa formula ci permette di effettuare il calcolo ora visto in modo diverso: in due passi successivi, ma aritmeticamente più semplici; riferiamoci ancora una volta alla fig. 1-20.

Troviamo la resistenza equivalente al parallelo di R_1 ed R_2:

$$R_e = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{100 \cdot 200}{100 + 200} = 66{,}67\ \Omega$$

Questa resistenza equivalente risulta essa stessa in parallelo ad R_3; quindi eseguiremo il nuovo calcolo:

$$R_T = \frac{R_e \cdot R_3}{R_e + R_3} = \frac{66{,}67 \cdot 500}{66{,}67 + 500} = 58{,}8\ \Omega$$

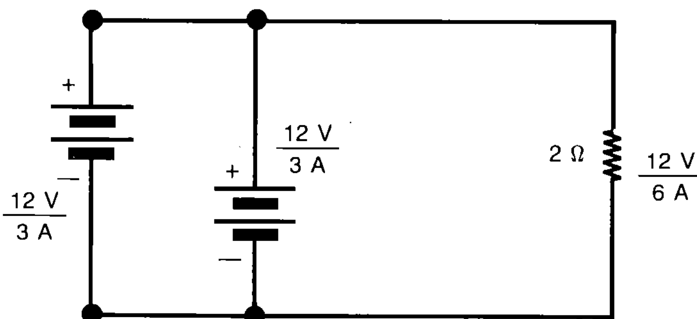
Ad ogni buon conto, in caso di calcolo di 3 o più resistenze in parallelo, ciascuno è libero di adottare la formula risolutiva nella versione che ritiene più semplice o più appropriata.

Fin qui si è studiato il caso (del resto, assolutamente più frequente) che ad essere collegate in parallelo siano delle resistenze; non è però da trascurare il caso (particolare) in cui abbiamo a che fare con generatori di tensione collegati in parallelo.

Sappiamo già che le tensioni in un circuito parallelo sono tutte uguali: il rispetto di questa legge vuole che eventuali sorgenti di tensione collegate fra di loro in parallelo siano di valore perfettamente identico.

In questo caso, è la corrente che aumenta, nel senso della capacità di erogazione; quindi, se resta fissa la resistenza di carico, il collegare una batteria in parallelo ad un'altra non cambia alcunché in circuito, se non la possibilità di futura erogazione; la situazione è sintetizzata in fig. 1-21, però rappresenta un tipo di montaggio (due batterie in parallelo) più raramente usato.

Fig. 1-21 - Il collegamento in parallelo di due batterie consente, a parità di tensione, una doppia erogazione.



ENERGIA E POTENZA

In precedenza è stato più volte citato il fatto che gli elettroni, attraversando un conduttore, incontrano un'opposizione più o meno sensibile al loro passaggio, che abbiamo chiamato resistenza: per superare questa opposizione, cioè per vincere questa resistenza, è ovvio che gli elettroni abbiano a disposizione una certa energia, che sappiamo ceduta dall'apposito generatore.

É però legge naturale che, se cediamo al circuito una certa forma di energia, non può che conseguirne la produzione di un certo lavoro, o comunque la trasformazione in altra forma di energia.

Il lavoro che possiamo ottenere nei circuiti in esame, data la loro semplicità, non è altro che il fluire unidirezionale di elettroni a costituire la corrente elettrica: allora l'energia in ballo non può che trasformarsi nel calore che consegue (come in qualsiasi altro tipo di attrito) dall'attrito di collisione degli elettroni stessi.

Quindi, l'energia elettrica fornita dalla batteria viene "dissipata" dalla resistenza sotto forma di energia termica; si ha cioè produzione di calore, che viene ceduto all'ambiente esterno in quanto il materiale attraversato dalla corrente aumenta di temperatura.

Naturalmente il caso specifico ora visto si adatta all'argomento che stiamo trattando, anche se la trasformazione di energia e l'esecuzione di lavoro non si riferiscono di certo alla sola produzione di calore.

In ogni caso, la grandezza che indica in modo specifico l'attitudine ad effettuare un qualche tipo di lavoro, e quindi, nel caso delle resistenze, a produrre calore, assume il termine di *potenza*.

Essa rappresenta il lavoro che il generatore stesso deve compiere nell'unità di tempo per sostenere, entro il circuito, il moto degli elettroni.

L'unità di misura della potenza è il *WATT* (W), pari alla potenza di cui dispone una corrente di 1 A che si muove sotto la d.d.p. di 1 V; i sottomultipli e multipli più comuni sono:

$$mW = \text{milliwatt} = \frac{1}{1000}\ W = 10^{-3}\ W$$

$$kW = \text{kilowatt} = 1000\ W = 10^{3}\ W$$

La formula che permette di calcolare la potenza è, nella sua espressione più semplice, la seguente:

grandezza	simbolo	unità di misura	abbreviazione
potenza	P	watt	W

$$\boxed{P = V \cdot I}$$

Quindi, **la potenza erogata o dissipata da un dispositivo ai capi del quale è localizzata una tensione V ed attraverso il quale scorre una corrente I, è semplicemente uguale al prodotto fra le suddette tensione e corrente.**

Vediamo, per esempio, uno dei soliti circuiti elementari, del quale sappiamo che la batteria eroga 12 V e che la corrente circolante è pari a 5 A.

La potenza coinvolta in circuito è:

$$P = V \cdot I = 12\ V \cdot 5\ A = 60\ W$$

In questo caso, il valore trovato (non essendoci altri dispositivi in circuito che eseguano tipi diversi di trasformazione di energia) indica sia la potenza erogata dalla batteria sia quella dissipata in calore dalla resistenza.

La legge di Ohm ci consente però di esprimere la forma della potenza in altri due modi, perfettamente equivalenti ma a volte più comodi.

Abbiamo visto che, nella formula precedente, la potenza non è espressa in funzione della resistenza che la dissipa.

Sappiamo invece che (per esempio) $V = I \cdot R$; sostituendo questa espressione nella formula della potenza, avremo:

$$P = V \cdot I = I \cdot R \cdot I = \boxed{I^2 \cdot R}$$

Ecco allora un secondo modo di calcolare la potenza, conoscendo la corrente che attraversa il circuito ed il valore della resistenza.

Se, per esempio, abbiamo un circuito nel quale una resistenza 1.000 Ω è attraversata da una corrente di 0,5 A, la potenza dissipata dalla resistenza stessa è uguale a:

$$P = I^2 \cdot R = 0{,}5\ A \cdot 0{,}5\ A \cdot 1.000\ \Omega = 250W$$

Nella formula della potenza sostituiamo stavolta ad I il valore previsto della legge di Ohm;

essendo:

$$I = \frac{V}{R}$$

avremo:

$$P = V \cdot I = \frac{V \cdot V}{R} = \boxed{\frac{V^2}{R}}$$

Stavolta, nel circuito esemplificativo, supponiamo di avere una tensione di 200 V applicata ad una resistenza di 10.000 Ω.

La potenza dissipata sarà allora:

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{200 \cdot 200}{10.000} = 4 \text{ W}$$

L'unità di misura dell'energia, come risulta dalle formule relative, è il *watt/ora* e si esprime con:

$$W = P\,t$$

L'energia quindi indica l'ammontare della potenza utilizzata per un certo tempo.

Potenza erogata e potenza dissipata

Sull'argomento potenza è opportuna ancora qualche considerazione.

In fisica, la potenza rappresenta l'effettuazione di un lavoro in un certo tempo; e qualunque cosa che richieda di spendere dell'energia è lavoro, nel senso fisico della parola: non importa cioè se questo lavoro sia utile o meno.

Dalle formule che esprimono la potenza si può infatti dedurre che, in un circuito in corrente continua quale quelli che stiamo esemplificando, il lavoro fatto consiste unicamente nel vincere la resistenza del circuito e nel forzare la corrente a passarci dentro.

In altre parole, l'energia che entra nella resistenza non viene mai fuori, almeno sotto la stessa forma; sappiamo infatti che, in questo caso, l'energia elettrica si trasforma in energia termica, facendo innalzare la temperatura del resistore.

Naturalmente, esistono casi (o meglio, circuiti) che sfruttano in modo utile la potenza ad essi addotta, o almeno una parte di essa.

Ecco quindi che serve introdurre ora il concetto di *rendimento* η, come il rapporto che esiste fra la potenza che viene utilizzata e sfruttata da un certo circuito, P_U, e la potenza che ad esso viene addotta dall'esterno P_I, cioè:

$$\eta = \frac{P_U}{P_I}$$

Espressa in percentuale, la formula diventa:

$$\eta = \frac{P_U}{P_I} \cdot 100$$

Essendo P_U, come si è detto, la potenza convertita in lavoro utile, η sarà ovviamente sempre minore di 1.

Riferiamoci, a titolo di esempio, ad una lampada che assorba, dalla sorgente di alimentazione, 24 W; supponiamo che la potenza in essa convertita direttamente in energia luminosa sia di 6 W (infatti il rendimento della lampade è piuttosto basso, vale a dire che una parte notevole della potenza assorbita si trasforma in calore e non in luce); il rendimento allora sarà:

$$\eta = \frac{6}{24} \cong 0{,}25$$

Cioè:

$$\eta = 25\%$$

Appendice 1: ESERCITAZIONI-APPROFONDIMENTI

F.E.M., D.D.P., E CADUTA DI TENSIONE

Con l'introduzione della legge di Ohm e dei collegamenti di componenti fra di loro, può essere approfondita ed esemplificata la differenza fra i termini d.d.p. e f.e.m.

In fig. 1-22 è semplicemente rappresentato un generatore di f.e.m. E, i cui morsetti sono collegati ad una resistenza R; nella schematizzazione del generatore è però inserita, entro il cerchietto che ne costituisce il simbolo, un'ulteriore resistenza.

Poiché ogni materiale costituente un generatore chimico o un circuito elettrico qualsiasi è dotato di una certa resistività (piccola o grande che sia), pure il generatore indicato sarà dotato di una certa resistenza interna r.

E questo perché, oltre alla resistenza intrinseca di ogni generatore di f.e.m. qui accennata, si deve anche tener conto che, molto spesso, un generatore non è altro che un circuito elettronico, nel quale quindi sono montate vere e proprie resistenze, la cui presenza influisce, in modo o nell'altro, sul valore della resistenza interna, qui genericamente (e complessivamente) indicata con r (minuscola).

Quindi la corrente I che circola sarà definita dalla resistenza complessiva R + r; sarà cioè:

$$E = (R \bullet I) + (r \bullet i)$$

La d.d.p. fra i punti A e B è invece:

$$V_{ab} = V_a - V_b = R \bullet I$$

e sostituendo in questa la precedente relazione si avrà:

$$V_a - V_b = E - (r \bullet I)$$

Vale a dire che, in un circuito chiuso, la tensione ai capi dell'elemento in cui vien fatto scorrere corrente da un generatore è data dalla f.e.m. diminuita della *caduta di tensione* (c.d.t.) che si verifica sulla resistenza interna del generatore stesso.

Nel caso di circuito aperto, nel caso cioè in cui al generatore non sia applicato alcun carico sarà:

$$I = 0$$

cioè:

$$V_a - V_b = E$$

In questo caso quindi la d.d.p. fra i morsetti coincide con f.e.m.

Le conseguenze ora tratte sono schematizzate in fig. 1-23, ove la resistenza interna del generatore è rappresentata trasferita nel circuito esterno.

Ecco perché, in quei casi in cui di un generatore di segnali viene data la f.e.m. in uscita, quando lo stesso si chiude sul carico normalizzato (quindi R = r), la tensione disponibile risulta metà della f.e.m. dichiarata.

Fig. 1-22 - Generatore di f.e.m. con resistenza interna, erogante corrente su una resistenza di carico R.

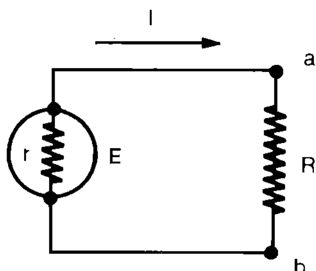
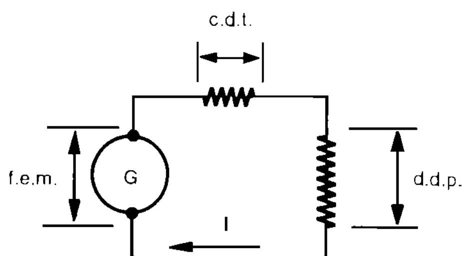


Fig. 1-23 - Lo stesso circuito raffigurato in modo da evidenziare le relazioni esistenti fra f.e.m., e d.d.p. e c.d.t.



COLLEGAMENTO IN SERIE DI RESISTENZE

Esercizio applicativo

Supponiamo che, nel caso di fig. 1-17 (tre resistori collegati in serie), i valori non siano quelli esemplificati in circuito, bensì diversi ed indicati in altro modo.

Poniamo per esempio:

R_1 = 0,5 MΩ; R_2 = 200.000 Ω; R_3 = 100 kΩ

In questo caso, prima di passare alla semplice somma, occorre eseguire un'altra operazione, consistente nell'esprimere i valori delle tre resistenze, in un'unica unità di misura; questo passaggio va fatto ogni qualvolta si debba eseguire una qualsiasi operazione matematica.

Si può scegliere l'unità di misura più comoda o, ancor meglio, ridurre tutto all'unità di misura fondamentale, che in questo caso è l'ohm.

Allora:

$$R_1 = 0{,}5\ \text{M}\Omega = 500\ \text{k}\Omega = 500.000\ \Omega$$
$$R_3 = 100\ \text{k}\Omega = 100.000\ \Omega$$

Avremo allora

$$R_T = R_1 + R_2 + R_3 =$$
$$= 500.000 + 100.000 + 200.000 = 800.000\ \Omega$$

In questo caso, il circuito si comporta come se in esso fosse inserita un'unica resistenza da 800 kΩ.

Le altre leggi del collegamento in serie

Oltre a quella che prevede che la resistenza totale di un circuito in serie sia data dalla somma delle singole resistenze (1ª legge), altre due sono le leggi che determinano (ed individuano) il comportamento di tale circuito, e le vediamo qui di seguito:

2ª) LA CORRENTE HA LO STESSO VALORE IN QUALSIASI PUNTO ALL'INTERNO DEL CIRCUITO.

3ª) LA SOMMA DELLE SINGOLE CADUTE DI TENSIONE CHE SI LOCALIZZANO AI CAPI DI CIASCUNA RESISTENZA CORRISPONDE ALLA TENSIONE TOTALE APPLICATA AL CIRCUITO.

La seconda legge non è altro che una conseguenza fisica di quanto è stato descritto nei capitoli precedenti: in un circuito serie l'intensità di corrente che raggiunge un qualsiasi punto del circuito non può che essere uguale all'intensità di corrente che da questo punto esce, in quanto non esiste alcun altro percorso alternativo.

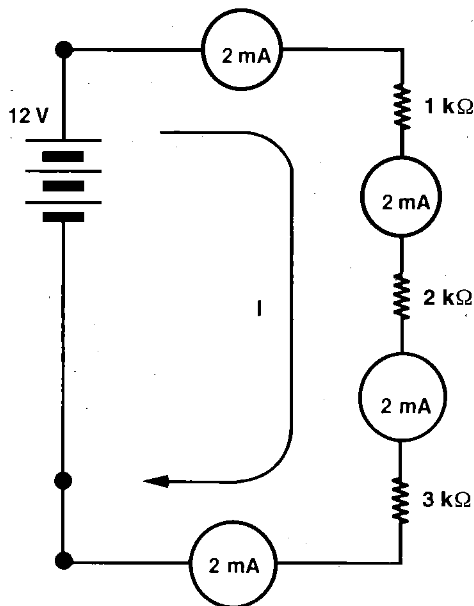


Fig. 1-24 - La corrente che attraversa un circuito serie ha lo stesso valore in qualsiasi punto.

Questo comportamento è rappresentato dalla fig. 1-24, ove non esiste alcun punto del circuito in cui la corrente possa suddividersi assumendo più percorsi differenziati; la corrente che passa in circuito possiamo calcolarla applicando la legge di Ohm.

Poiché nell'esercizio 1-17 abbiamo trovato R_T = 6 kΩ, avremo:

$$I = \frac{V}{R_T} = \frac{12}{6000} = 2 \cdot 10^{-3}\ \text{A} = 2\ \text{mA}$$

Passiamo ora ad esaminare direttamente la terza legge già citata.

Sappiamo ormai bene che una qualsiasi corrente che attraversa una resistenza sviluppa, ai capi della resistenza stessa, una caduta di potenziale che riduce proporzionalmente la tensione disponibile per le altre resistenze presenti in circuito.

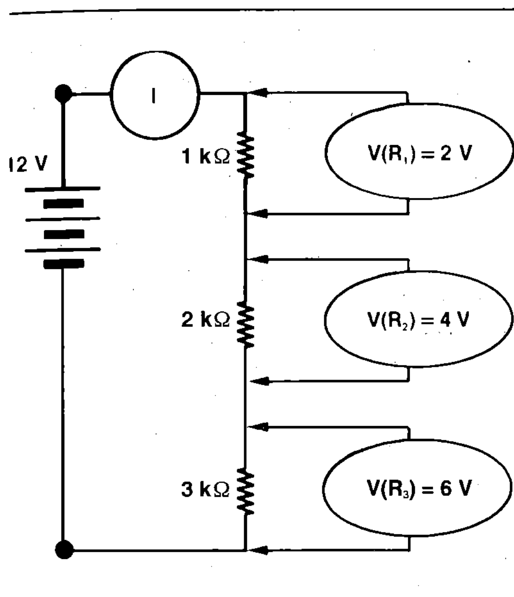


Fig. 1-25 - La somma delle cadute di tensione sulle singole resistenze corrisponde alla tensione totale di batteria.

Possiamo allora verificare il comportamento del circuito, già rappresentato in figg. 17 e 24, e che ora si completa con la fig. 25.

Cominciamo col calcolare le cadute di tensione sulle singole resistenze, provocate dalla corrente I = 2 mA che le attraversa tutte.

$$V(R_1) = I \cdot R_1 = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10^{3} = 2\ V$$
$$V(R_2) = I \cdot R_2 = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^{3} = 4\ V$$
$$V(R_3) = I \cdot R_3 = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^{3} = 6\ V$$

Le cadute di tensione (essendo tutte infilate secondo lo stesso segno, in quanto la corrente percorre le resistenze nella stessa direzione) si sommano fra di loro; possiamo quindi verificare che:

$$V(R_1) + V(R_2) + V(R_3) = 2 + 4 + 6 = 12\ V$$

Questo valore è esattamente corrispondente alla tensione di batteria applicata al circuito.

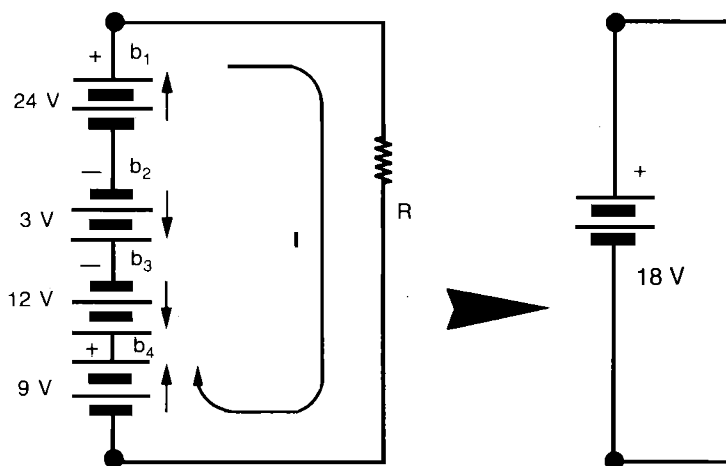
COLLEGAMENTO IN SERIE DI PILE

Esercizio applicativo

Vediamo qui un esempio più complesso, che comprenda cioè ambedue i tipi di collegamento di generatori di tensione in serie; esso è rappresentato in fig. 1-26.

Per definire, ancor prima che il valore, il senso di circolazione della corrente, occorre esaminare

Fig. 1-26 - Tensioni in serie si sommano o si sottraggono a seconda se il loro segno è concordante o discordante.



la direzione in cui ciascuna delle batterie è collegata; noi le abbiamo contrassegnate secondo lo standard internazionale: la corrente esce dal generatore e percorre il circuito andando dal "più" verso il "meno".

Vediamo allora che due batterie (b_1 e b_4) "spingono" verso l'alto in modo concorde: la loro presenza equivale quindi all'effetto di un'unica sorgente di tensione:

$$V_1 + V_4 = 24 + 9 = 33 \text{ V}$$

Invece le due batterie b_2 e b_3 "spingono" verso il basso, con un effetto complessivo equivalente ad un'unica tensione:

$$V_2 + V_3 = 3 + 12 = 15 \text{ V}$$

Queste due tensioni essendo discordanti, prevale l'effetto della prima per 20 V verso l'alto.

Infatti, assegnando una polarità negativa a quella verso il basso, abbiamo:

$$(V_1 + V_4) - (V_2 + V_3) = 33 - 15 = 18 \text{ V}$$

La corrente in circuito assume quindi la direzione risultante indicata; se avessimo sbagliato a fissarne la direzione, avremmo semplicemente ottenuto il risultato col segno –.

COLLEGAMENTO IN PARALLELO DI RESISTORI

Leggi e conseguenti applicazioni

Anche in questo caso, tre sono le regole che si applicano ai circuiti parallelo, e le elenchiamo qui di seguito.

1) LA TENSIONE TOTALE DI UN CIRCUITO PARALLELO É LA STESSA AI CAPI DI OGNI SUO RAMO.
2) LA CORRENTE TOTALE É UGUALE ALLA SOMMA DELLE CORRENTI DI CIASCUN RAMO.
3) LA RESISTENZA TOTALE É SEMPRE PIU' BASSA DI QUELLA DI PIU' BASSO VALORE (di quanto, lo dice l'apposita formula).

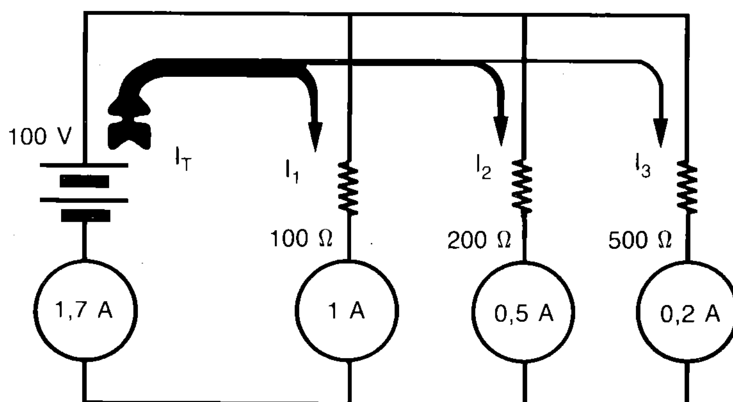
Per la prima legge, riferiamoci alla fig. 1-20, dove tutti i punti di contatto dei singoli resistori sono collegati, fra di loro ed alla batteria, da un conduttore opportuno che si pone (a buon motivo) privo di resistenza, e quindi dai morsetti della batteria all'ultimo terminale di resistore, non vi è alcuna resistenza presente: il collegamento è perfettamente equipotenziale.

Possiamo quindi scrivere che:

$$V_{batt} = V(R_1) = V(R_2) = V(R_3) = 12 \text{ V}$$

La situazione derivante dalla seconda regola è rappresentata in fig. 1-27, i cui valori ci servono

Fig. 1-27 - La corrente totale in un circuito parallelo è uguale alla somma delle correnti parziali di ogni singolo ramo.



per una verifica sperimentale.

Sapendo che la tensione applicata ad ogni singola resistenza è la stessa di batteria, calcoliamo le singoli correnti.

$$I_1 = \frac{V}{R_1} = \frac{100}{100} = 1 \text{ A}$$

$$I_2 = \frac{V}{R_2} = \frac{100}{200} = 0{,}5 \text{ A}$$

$$I_3 = \frac{V}{R_3} = \frac{100}{500} = 0{,}2 \text{ A}$$

Avremo allora:

$$I_T = I_1 + I_2 + I_3 = 1 + 0{,}5 + 0{,}2 = 1{,}7 \text{ A}$$

Conduttanza

La formula risolutiva della resistenza equivalente ad un circuito parallelo comprende il reciproco dei valori resistivi presenti, cioè il termine 1/R riferito a ciascuna delle resistenze.

É qui opportuno inserire alcune precisazioni in proposito.

L'opposto, o il reciproco, della resistenza corrisponde ad una grandezza piuttosto particolare e interessante, che assume il nome, del resto ovvio, di *conduttanza*; infatti resistenza molto bassa vuol dire buona conducibilità, e viceversa.

Così, come il termine resistenza significa opposizione al passaggio della corrente, il termine conduttanza può essere definito come l'attitudine a farsi attraversare dalla corrente.

Quando un conduttore, un resistore o il ramo di un circuito parallelo ha alta conduttanza, ciò significa che esso può condurre correnti di elevata intensità.

L'unità di misura della conduttanza è il **siemens** (abbreviazione **S**), mentre il suo simbolo è **G**.

Tornando alla formula della resistenza totale di un circuito parallelo, la stessa può allora essere scritta in termini di conduttanza, come segue:

$$R_T = \frac{1}{G_1 + G_2 + G_3 ...}$$

Si può così dire che la resistenza totale di un circuito parallelo è uguale alla somma degli inversi delle conduttanze dei singoli bracci: collegando più conduttanze in parallelo, si migliora la conducibilità complessiva.

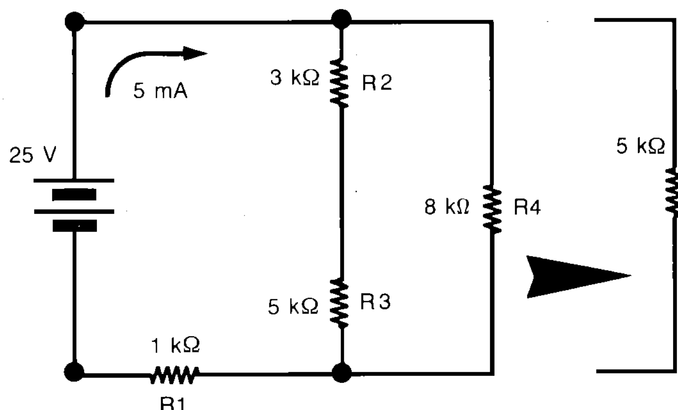
Ciò diventa ancor più evidente apportando un'ultima elaborazione alla formula ora vista:

$$G_T = G_1 + G_2 + G_3 ...$$

COLLEGAMENTI IN SERIE-PARALLELO

Le combinazioni di componenti circuitali possono essere le più svariate, e quindi inevitabilmente sia di tipo serie sia di tipo parallelo nello stesso circuito; un possibile caso è quello di fig. 1-28, che ci serve come esempio risolutivo: basta applicare ad esso qualcuna delle leggi enun-

Fig. 1-28 - Esempio di combinazione circuitale serie-parallelo.



ciate per i circuiti rispettivamente in serie o in parallelo.

Cominciamo col risolvere il ramo più semplice ed autonomo, quello costituito dalle due resistenze in serie R_2 ed R_3; il loro valore complessivo sarà:

$$R_A = R_2 + R_3 = 3\ k\Omega + 5\ k\Omega = 8\ k\Omega$$

Ecco allora che ci troviamo con due resistenze in parallelo, R_A ed R_4, il cui valore ci è dato da:

$$R_B = \frac{R_A \cdot R_4}{R_A + R_4} = \frac{8 \cdot 8}{8+8} = 4\ k\Omega$$

Restano, in circuito, R_1 ed R_B; esse sono percorse, prima l'una, poi l'altra, dalla stessa identica corrente: quindi sono in serie.

Avremo allora:

$$R_T = R_1 + R_B = 5\ k\Omega$$

Quindi la corrente complessivamente erogata dalla batteria vale:

$$I_T = \frac{V}{R_T} = \frac{25\ V}{5\ k\Omega} = 5\ mA$$

Il componente "resistenza"

La proprietà, se vogliamo negativa, dei conduttori di opporre resistenza al passaggio della corrente, viene sfruttata per la realizzazione di componenti elettrici, chiamati abitualmente con lo stesso nome della proprietà in oggetto, cioè *resistenze* (che però sarebbe più opportuno chiamare *resistori*) il cui scopo è quello di limitare il passaggio di correnti o di localizzare ai propri estremi delle d.d.p.

I materiali per la costruzione delle resistenze sono leghe metalliche particolari oppure grafite; per ottenere i valori richiesti, a seconda della tecnica di costruzione, viene variata una (o più) delle grandezze contenute nella formula:

$$R = \rho \frac{\ell}{S}$$

Le tecniche di costruzione più abituali consistono nei tipi: a filo in lega metallica, avvolto su opportuno supporto in genere ceramico; a strato, ove su supporto isolante è depositato a spirale uno strato conduttore (in carbone o metallico); ad impasto, consistente in un impasto di carbone e materiale isolante in dosaggio opportuno ed opportunamente incapsulato.

A definire completamente questo che è il primo componente dei circuiti elettrici che siamo giunti a presentare, serve anche un ulteriore parametro, consistente nella massima "potenza" che può essere dissipata senza deterioramenti irreversibili.

Abbiamo visto infatti, nel precedente paragrafo, che un resistore percorso da corrente elettrica diventa caldo, o comunque più caldo che a riposo.

Ne segue che, in una qualunque apparecchiatura in cui il resistore sia montato, esso deve avere caratteristiche e dimensioni tali da essere in grado di dissipare la potenza in gioco senza pericolosi sovrariscaldamenti.

Le resistenze a strato o ad impasto sono normalmente realizzate per funzionare con bassi livelli di potenza, mentre per alti livelli si adottano le resistenze a filo.

Comunque, se la resistenza disponibile non fosse sufficientemente dimensionata per sopportare quel livello di potenza, è possibile frazionare lo stesso su più resistori opportunamente combinati; in altre parole, se diverse resistenze vengono combinate in serie o in parallelo fra di loro, la potenza dissipabile totale ne viene aumentata.

Infatti, considerando per semplicità due resistenze di uguali valori di potenza dissipabile e di resistenza, se esse vengono collegate in serie, la caduta di tensione totale (per la legge di Ohm) viene dimezzata e quindi ognuna delle due resistenze deve dissipare metà della potenza totale.

Se le due resistenze si collegano in parallelo, è la corrente totale che viene dimezzata, e di nuovo ognuna di esse deve dissipare metà della potenza totale.

Correnti alternate

Il precedente capitolo era dedicato allo studio di componenti e circuiti interessati da una corrente consistente in un flusso di elettroni che viaggiano in un'unica direzione.

Questo tipo di corrente unidirezionale già l'abbiamo indicata come corrente continua (c.c.).

Ugualmente importante nel settore delle radiocomunicazioni è un altro tipo di corrente, per la quale la direzione del flusso di elettroni s'inverte periodicamente, scorre cioè alternativamente avanti o indietro attraverso il circuito.

L'inversione della corrente può avvenire a ritmo estremamente diverso a seconda dei casi: dal più lento, come nel caso della rete di distribuzione dell'energia elettrica, a milioni di volte in un secondo, come nel caso dei sistemi di telecomunicazione.

Questo modo di fluire della corrente è quello che prende il nome di *corrente alternata* (c.a.).

LA CORRENTE ALTERNATA

Una grandezza si dice *alternata* quando è una funzione periodica del tempo, ossia quando la sua ampiezza varia in maniera tale da riprendere, dopo lo stesso intervallo di tempo T, il medesimo valore, e la sua direzione si alterna con lo stesso ritmo.

In particolare allora una corrente alternata è un flusso di elettroni che scorre in un circuito con intensità (lentamente o rapidamente) variabile da zero ad un certo valore massimo per poi tornare a zero, e riiniziare un ciclo analogo con direzione, o per meglio dire, polarità opposta, ripassando per un valore massima (che può essere diverso dall'altro) e ritornando poi nuovamente a zero.

In fig. 1-29 sono riportati alcuni esempi di possibili forme di corrente alternata; si tratta di rappresentazioni grafiche del modo in cui varia l'ampiezza del segnale in funzione del tempo.

Il tempo è riportato sull'asse orizzontale (o asse X), appositamente graduato.

Il valore della corrente (o tensione) è invece riportato sull'asse verticale (o Y).

Esso è suddiviso in due zone: quella corrispondente a valori positivi, sopra l'asse X, e quella corrispondente a valori negativi, sotto l'asse X.

Questa indicazione di polarità non è altro che un semplice sistema di riferimento per differenziare le due direzioni contrastanti secondo cui scorre alternativamente la corrente.

Non resta ora che verificare e sottolineare l'andamento dei segnali di fig. 1-29: in primo luogo, si può notare che si attua una variazione nel valore della corrente, la quale cambia con continuità nei casi (A) e (C) ed a scatti nel caso (B); in secondo luogo, la direzione della corrente ogni tanto cambia, essendo questo cambiamento indicato dal fatto che la forma d'onda attraversa, nell'una o nell'altra direzione, l'asse X.

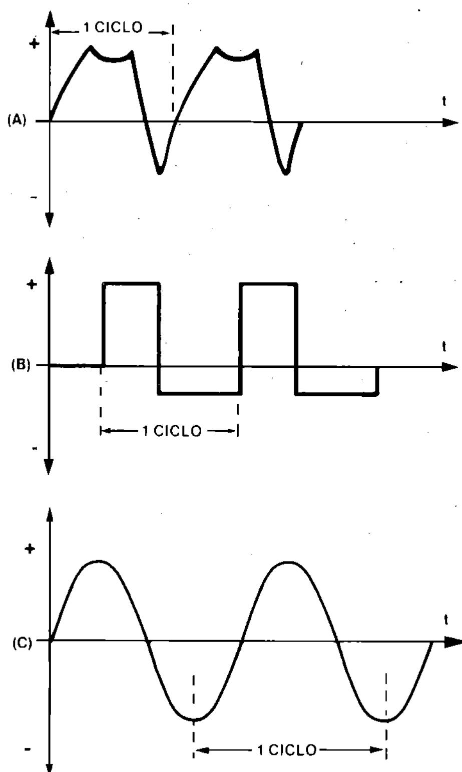
É appunto il verificarsi contemporaneo di questi due fatti che consente di definire una corrente o una tensione di tale forma d'onda come corrente alternata.

Lo sviluppo completo di una singola alternanza si indica sempre col nome di *ciclo*.

La durata del ciclo (*o onda*), è detta *periodo.*

La forma che più ci interessa e i cui parametri sono più esattamente definibili per la loro contemporanea regolarità e rispondenza effettiva a fenomeni reali, è la *sinusoidale*, per la quale la variazione del valore avviene regolarmente e simmetricamente per le due semionde, che hanno quindi lunghezza e valore massimo identici, e sono perfettamente sovrapponibili (fig. 1-29-C), previo ribaltamento e traslazione di una di esse.

Un'onda sinusoidale si ottiene graficamente come segue: si abbia (fig. 1-30) un punto P che ruota su una circonferenza (di raggio quindi OP);



dividendo la circonferenza con un certo numero di punti, ad ognuno di questi punti (cioè ad ogni posizione del punto P) si avrà una corrispondente posizione del punto M sul diametro verticale).

Si ha allora questa relazione: al punto P sulla circonferenza corrisponde un angolo (indicato nella figura) rispetto al (diametro passante per il) punto di partenza; al punto M corrisponde un valore del segmento OM.

Si può così vedere come la sinusoide è ottenuta: sull'asse t sono riportate successivamente le varie posizioni che P assume sulla circonferenza di fig. 1-30 (la cui lunghezza totale corrisponde, su tale asse, ai punti x e z); sull'asse A sono invece riportate le ampiezze dei segmenti OM corrispondenti ad ognuno dei punti P in cui è stata suddivisa la circonferenza. Unendo fra di loro tutti i punti individuati in questo modo, si ottiene come risultato l'onda sinusoidale.

Per quanto ora detto, si può intuire come la distanza (sull'asse t) fra due punti della sinusoide possa esser data, oltre che come il tratto di cui P si è spostato lungo la circonferenza, anche come l'angolo di cui P (o meglio il segmento OP) ha ruotato attorno ad O per passare da un punto all'altro.

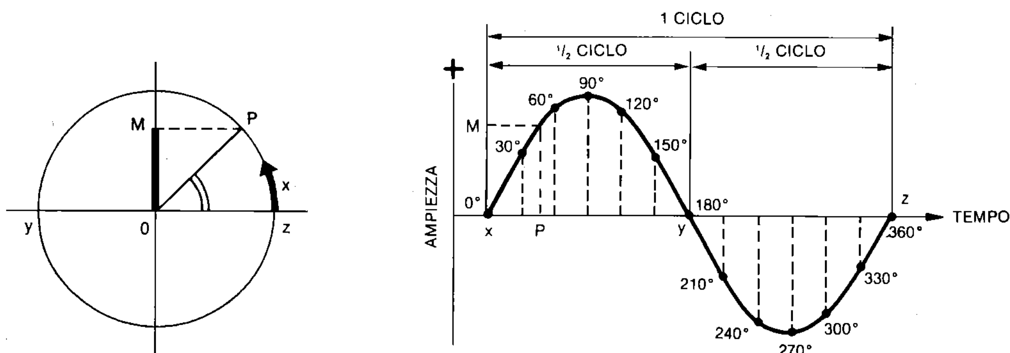
In particolare quindi la distanza fra i punti x e z della sinusoide è anche espressa dall'angolo totale del cerchio, ed è cioè di 360°; la distanza angolare fra x e y è di 180°, e così via.

Riferendoci infine al periodo T, è chiaro come esso possa definirsi come il tempo impiegato da P a percorrere tutto il cerchio, partendo da x per tornare a z.

Il meccanismo di carattere squisitamente grafico che è alla base del tracciamento di un'onda sinusoidale in effetti non è molto distante dalla

Fig. 1-29 - Vari esempi di possibili forme di correnti (o tensioni) alternate.
(A) Segnale alternato qualsiasi.
(B) Segnale rettangolare.
(C) Segnale sinusoide.

Fig. 1-30 - Meccanismo di tracciamento grafico di una sinusoide.



reale struttura di una delle normali macchine rotanti usate per la generazione di correnti alternate.

PARAMETRI CARATTERISTICI

Passiamo ora a studiare i parametri che definiscono completamente una corrente alternata (sinusoidale o no: fa comodo però riferirsi sempre al caso sinusoidale).

Frequenza

La *frequenza* è il numero di periodi, o di cicli completi, descritti nell'unità di tempo, e quindi in un secondo; in altre parole, si tratta del numero di volte al secondo che la corrente alternata in esame passa per tutti i punti dell'intero ciclo.

Se ci si riferisce alla fig. 1-31, essa si può anche definire come numero dei giri al secondo del punto P lungo il cerchio.

In effetti, la vecchia unità di misura della frequenza consisteva in periodi o cicli al secondo.

L'unità di misura già da diverso tempo internazionalmente adottata è l'*HERTZ*, il cui simbolo è Hz.

Per la frequenza, sono d'uso comune i soliti multipli:

kHz = kilohertz = 1.000 Hz = 10^3
MHz = megahertz = 1.000.000 Hz = 10^6 Hz
GHz = gigahertz = 1.000 MHz = 10^9 Hz

La frequenza di una corrente alternata può essere compresa fra zero, che è il limite non raggiungibile (si tratta infatti della corrente continua) e molte decine di migliaia di MHz.

Le oscillazioni oltre questo limite sono proprie delle radiazioni corpuscolari, onde luminose, ecc...

A titolo di esempio, due onde sinusoidali di frequenze diverse si possono rappresentare come in fig. 1-31.

grandezza	*simbolo*	*unità di misura*	*abbreviazione*
frequenza	f	hertz	Hz

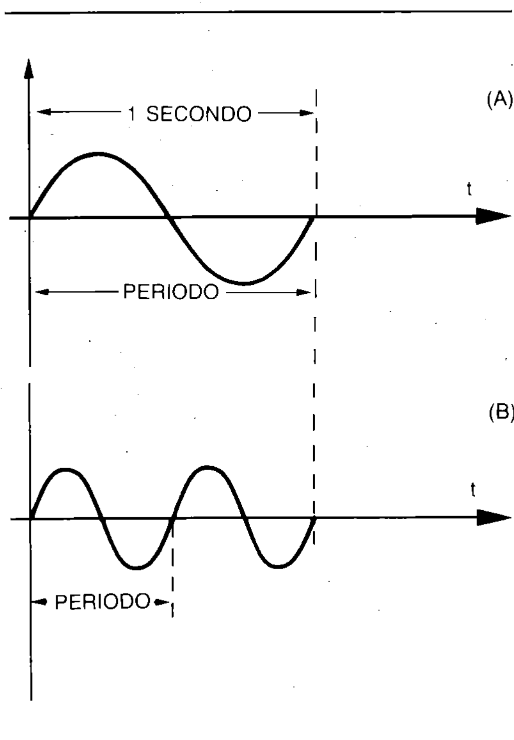


Fig. 1-31 - Esempio di due correnti alternate sinusoidali di diversa frequenza: 1 Hz la (A), 2 Hz la (B)

Periodo

La frequenza di una corrente alternata viene determinata dalla lunghezza di un singolo ciclo in termini di tempo.

Questo tempo, che la forma d'onda impiega a percorrere un ciclo completo, viene chiamato *periodo*.

Il simbolo con cui si rappresenta il periodo è **T** (lo stesso simbolo del tempo) ed è infatti il tempo necessario perché la corrente alternata completi il suo ciclo: T si misura quindi in secondi.

Riferendoci allora alla fig. 1-31, il periodo dell'onda (A) è di 1 secondo, il periodo dell'onda (B) è di 1/2 di secondo.

Fra periodo e frequenza esiste conseguentemente una semplicissima relazione matematica:

$$T = \frac{1}{f}$$

Questa formula esprime l'ovvio fatto che la durata del ciclo, o periodo della corrente alternata, può determinarsi dividendo 1 per la sua frequenza.

Vale anche l'inverso, e cioè:

$$f = \frac{1}{T}$$

cioè la frequenza non è che l'inverso del periodo.

Come al solito, va tenuto presente il rispetto delle unità di misura: se si esprime il periodo in secondi, la frequenza va espressa in hertz, e viceversa.

Ampiezza

La rappresentazione grafica di un'onda sinusoidale (ricordiamo che ci si riferisce a questo tipo per motivi di comodità) è sempre ottenuta mediante la successione nel tempo dei suoi *valori istantanei*, cioè dei valori assunti istante per istante all'interno del ciclo dalla tensione o dalla corrente in esame.

Ma il valore istantaneo varia continuamente, talché è necessario sceglierne uno che serva a stabilire una relazione ben precisa fra i valori sempre diversi della corrente alternata e quello fisso e costante della corrente continua.

Per definire un'onda sinusoidale se ne può dare allora il *valore massimo, di picco o di cresta* (V_M) che non è altro che la massima escursione (negativa o positiva) della semionda, ed è detta *ampiezza*; questo termine ha quindi, a stretto rigore, un significato specifico e ben preciso.

Essa tuttavia non è di uso molto comune, non avendo sempre rispondenza diretta con i fenomeni legati alle correnti alternate.

A volte è anche usato il valore *picco-picco*, la somma cioè delle due escursioni massime (positiva e negativa), vale a dire (sempre riferendoci ad onde sinusoidali):

$$V_{pp} = 2\ V_M$$

Comunque, il parametro più comune per stabilire l'intensità di una grandezza è il *valore efficace* (V_{EFF}); esso viene definite tramite gli effetti termici della corrente, e cioè come il valore che dovrebbe avere una corrente continua che, percorrendo lo stesso circuito di quella alternata, determina in esso lo svilupparsi dell'identica quantità di calore nel medesimo tempo.

In altre parole e per esempio, una corrente alternata ha un valore efficace di 1 A quando essa provoca su una determinata resistenza (in opportune condizioni ambientali di prova) la stessa sopraelevazione di temperatura nello stesso tempo (e nelle identiche condizioni) in cui viene provocata da una corrente continua di intensità pari ad 1 A.

Il valore efficace si ottiene matematicamente come la radice quadrata della media dei quadrati dei valori istantanei.

Cosicché, fra gli ultimi valori ora introdotti esistono le seguenti relazioni:

$$V_{eff} = 0{,}707\ V_M$$

oppure

$$V_M = 1{,}41\ V_{eff}$$

É in uso (però molto meno frequente) anche un altro parametro, ed è il *valore medio* (V_m), cioè la media di tutti i valori istantanei in mezzo ciclo. Esso rappresenta l'altezza del rettangolo che ha per base e per area la lunghezza e la superficie della semionda stessa.

Fra questo valore ed il valor massimo esistono le relazioni:

$$V_m = 0{,}636\ V_M$$

oppure:

$$V_M = 1{,}57\ V_m$$

In fig. 1-32 sono rappresentati i suddetti valori, avendo preso come riferimento $V_M = 1$.

In questa figura il rettangolo ABCD è appunto quello avente area pari a quella della semionda, la cui altezza corrisponde al valor medio.

I concetti e le formule qui esposte ricorrendo alle tensioni valgono e si applicano identicamente anche per le correnti (e viceversa).

Tutte le volte che, in corrente alternata, si enunciano valori di tensioni e correnti senza nulla specificare, s'intende sempre parlare di quelli efficaci.

Fase

Riferendoci al sistema di tracciamento grafico di fig. 1-30, può verificarsi che, oltre al punto P che descrive la sinusoide già illustrata, vi sia un altro punto che viaggia sulla stessa circonferenza con velocità identica, ma in posizione diversa; il risultato sarà il tracciamento di una seconda si-

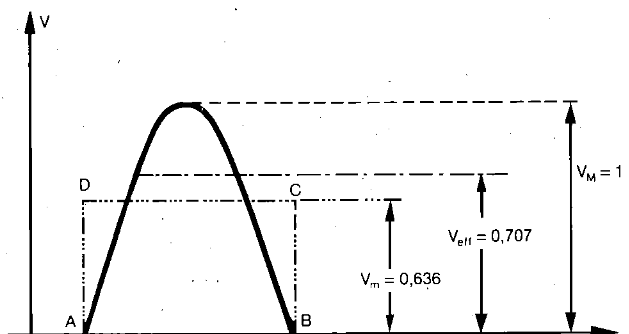


Fig. 1-32 - Vari modi di identificare il valore di un'onda sinusoidale.

nusoide, avente ampiezza e frequenza identiche alla prima, ma "slittata", cioè spostata (sull'asse dei tempi) in anticipo o in ritardo.

Fisicamente, questo può verificarsi o perché avendo a che fare con due generatori, uno viene fatto partire qualche istante prima o dopo l'altro, oppure perché, in un circuito a c.a., la presenza di certi componenti (che vedremo nei prossimi capitoli) fa sí che la corrente inizi a scorrere solo un po' dopo l'applicazione della tensione, o viceversa.

Prendiamo allora in esame la situazione graficamente illustrata nelle fig. 1-33 e 1-34.

Nel primo caso, abbiamo a che fare con due onde sinusoidali di uguale frequenza ed ampiezza diversa (per comodità di identificazione) prodotte, per esempio, da due generatori partiti nello stesso istante, oppure corrispondenti a tensione e corrente attraverso una resistenza: le due forme d'onda si evolvono in perfetto sincronismo, si dice cioè che sono in **fase**, o che hanno ambedue fase zero.

Nell'esempio di fig. 1-34, l'onda A risulta in anticipo rispetto alla B, in quanto, nel momento in cui A parte per la semionda positiva (istante 0), B è ancora impegnata a percorrere una parte della semionda negativa prima di passare il suo valore zero.

La differenza angolare che vedremo fra A e B viene indicata come *differenza di fase*, o *sfasamento* φ.

La misura della fase, o meglio di una differenza di fase, può essere un qualunque valore compreso fra 0 e 360 gradi (a tanto ammonta infatti

Fig. 1-33 - Le onde A e B sono in fase.

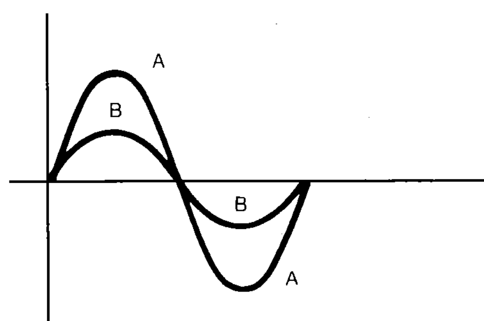
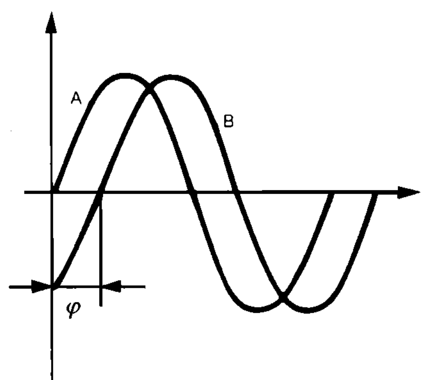


Fig. 1-34 - Le onde A e B sono sfasate.



un ciclo intero di un'onda periodica).

Entro questo intervallo due particolari valori dell'angolo di fase assumono una denominazione particolare (fig. 1-35).

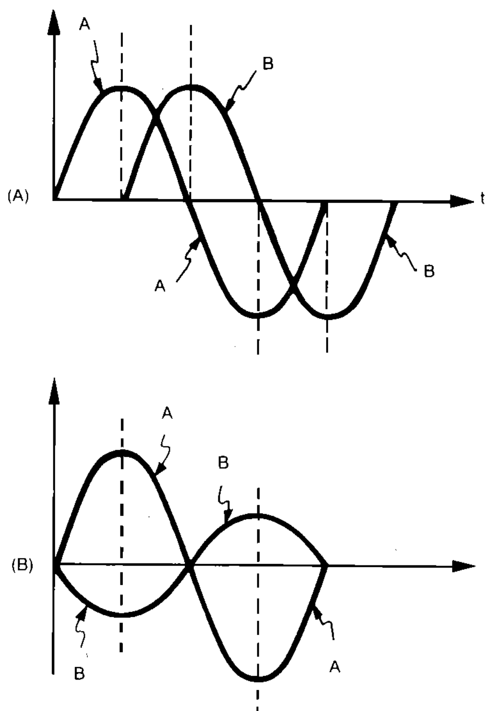
Quando due onde sono sfasate fra di loro di 90° (vale a dire che una è partita 1/4 di ciclo prima dell'altra), si dice che le due onde sono in *quadratura* (A).

Quando invece lo sfasamento è di 180° (cioè una delle due onde è "partita" 1/2 ciclo prima dell'altra), si dice che le due onde sono in *opposizione* (B).

Sempre per analogia col punto rotante sulla circonferenza, le differenze di fase si chiamano anche "rotazioni" di fase.

Vedremo più avanti quali sono gli elementi circuitali che introducono rotazioni di fase.

Fig. 1-35 - Valori tipici di rotazione di fase: in A, quadratura; in B, opposizione.



ONDE

I fenomeni di tipo ondulatorio, che possono in genere inquadrarsi nel campo delle correnti alternate su uno "spettro" enorme di frequenze, oltre a manifestare la ben nota variabilità nel tempo rappresentata in tutti i grafici di questo capitolo, presentano un andamento di variabilità analogo anche nello spazio.

E ciò è intrinsecamente legato al concetto di *onda*, definibile come perturbazione che si propaga nello spazio, sia esso vuoto oppure occupato (o costituito) da materia: materia che, attualmente, è rappresentata da un corpo che risulti conduttore per il tipo di onda cui ci si riferisce.

Di pertinenza specifica per il campo delle comunicazioni sono le onde radio e le onde sonore, che qui di seguito esamineremo brevemente.

Onde elettromagnetiche

L'andamento tipico di un segnale sinusoidale, quale già rappresentato, per esempio, in fig. 1-29 (e seguenti), può anche essere verificato (e di conseguenza, tracciato) sperimentalmente in modo molto semplice, almeno concettualmente.

Infatti, se in un punto qualunque di un conduttore abbiamo la possibilità di fare diverse misure di tensione (o corrente) in istanti diversi e succedentisi con una certa regolarità, riportando in diagramma i valori delle misure in funzione dei tempi in cui sono state fatte, si ottiene appunto l'andamento in figura.

Cambiamo ora le modalità dell'esperimento, introducendo un paio di varianti forse non troppo appariscenti, ma molto importanti.

Supponiamo ora che la lunghezza del conduttore sia considerevole (e comunque sufficiente ai fini di quanto segue); la serie di misure che prima si è supposto di effettuare in tempi diversi in uno stesso punto, ora supponiamo di farla nello stesso istante, ma in punti diversi del conduttore.

In pratica si può pensare che l'asse x sia il filo conduttore vero e proprio, e su essi siano applicati tanti misuratori di tensione (ovvero voltmetri) a distanza non troppo grande l'uno dall'altro; ad un certo istante si fotografi tutto il complesso filo-voltmetri.

Orbene, il valore misurato in un punto non coinciderà, generalmente, con quello misurato in un altro (sempre nello stesso istante), ma varierà

da un punto all'altro con legge sinusoidale; si ritroveranno infine valori uguali a distanze fisse e ripetentisi lungo il conduttore.

Ciò si spiega ammettendo che l'onda sinusoidale si muove lungo il conduttore stesso ed è la conferma del fenomeno della *propagazione*.

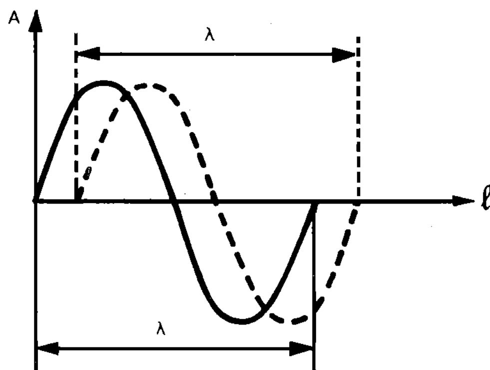
L'andamento sarà allora, riportato graficamente, quello di fig. 1-36, in cui invece del tempo si hanno ora le distanze lungo il conduttore in esame.

É importante ricordare che questo andamento rispecchia la situazione in un determinato istante (qualsiasi) e si riferisce a condizioni di prova nelle quali la lunghezza fisica del conduttore è tutt'altro che trascurabile.

Ritornando allora alla fig. 1-36, l'intervallo corrispondente ad un ciclo (e che, con l'andamento in funzione del tempo era il periodo), corrisponde ora alla lunghezza vera e propria, cioè fisica, secondo la quale si sviluppa il fenomeno ondulatorio; esso è appunto chiamato *lunghezza d'onda* e si indica col simbolo λ.

Eseguiamo ora una seconda serie di misure, identica a quella precedente, salvo essere effettuata in un tempo successivo a quello già rappresentato a tratto continuo: potremo finalmente verificare che l'andamento del segnale, cioè il filo dell'onda, lo ritroviamo nella posizione indicata (nella stessa fig. 1-36) a tratteggio.

Fig. 1-36 - Lunghezza di un'onda sinusoidale.



Risulta allora evidente che l'onda è traslata, e viene quindi confermato quanto già più sopra accennato, che l'onda cioè si "propaga" lungo il conduttore.

Esistono particolari dimensioni, forme e disposizioni dei conduttori interessati al passaggio di correnti elettriche alternate (in relazione soprattutto alla frequenza delle stesse), tali che una parte più o meno considerevole dell'energia in gioco viene ceduta allo spazio circostante sotto forma di vibrazioni legate alle caratteristiche della corrente che tali vibrazioni provoca.

Questa energia viene quindi ceduta allo spazio sotto forma di cosiddette *onde elettromagnetiche*.

Sulla costituzione e sul comportamento di queste ci intratterremo più esaurientemente a tempo opportuno; ora ci limiteremo a dire che le onde elettromagnetiche vengono classificate in base alla loro lunghezza o frequenza, secondo lo specchietto che sarà riportato nell'apposito paragrafo.

Ora, avendo affermato che le onde si spostano, cioè si propagano, ci interessa vedere con quale velocità ciò avviene.

Per trovare la velocità con cui un'onda si propaga basterà, come sempre, fare il rapporto fra lo spazio percorso ed il tempo impiegato a percorrerlo.

E poiché evidentemente, trascorso un periodo T, il profilo dell'onda si sarà spostato di λ, la *velocità di propagazione* v sarà espressa da:

$$v = \frac{\lambda}{T} = \lambda f$$

dove f indica la frequenza.

Tale velocità risulterà espressa in m/sec se λ è espressa in metri ed f in hertz.

La velocità ora introdotta dipende dalla costituzione del mezzo conduttore entro cui la corrente passa, e dalla costituzione e posizione dei materiali immediatamente circostanti.

La velocità con cui queste onde elettromagnetiche si propagano nello spazio libero è pari alla velocità della luce (pure essa onda elettromagnetica, e, per inciso, dotata della massima velocità fisicamente possibile), e vale:

$$v = 300.000 \text{ km/sec}$$

Quindi la formula data in precedenza, e adattata alla normalità d'uso per le onde elettromagnetiche diventa:

$$\lambda = \frac{300}{f}$$

dove:

λ = lunghezza d'onda in metri
f = frequenza in MHz.

Onde sonore

Limitatamente al campo delle frequenze relativamente basse, esistono vibrazioni, che possono essere di origine naturale, meccanica o elettrica, le quali si propagano nello spazio (o attraverso mezzi materiali) sotto forma di energia meccanica.

Prototipo di queste è la voce umana, che consiste nella trasmissione all'aria circostante, tramite l'interposizione della cavità orale, delle vibrazioni elastiche imposte alle corde vocali.

Però anche i segnali elettrici, purché siano di frequenza opportuna e vengano preventivamente inviati ad un particolare dispositivo, detto trasduttore elettroacustico (che sarà a suo tempo esaminato in dettaglio, ma il cui scopo è di convertire l'energia elettrica in energia meccanica), vengono ceduti allo spazio circostante in cui si propagano.

In ogni caso la propagazione di tali vibrazioni avviene tramite onde successive di compressione e depressione del mezzo interessato; la loro origine infatti è sempre riconducibile ad una membrana (di forma e dimensioni qualsiasi) che si sposta (o si flette) avanti o indietro rispetto alla sua posizione di riposo, vibra cioè elasticamente.

S'intuisce quindi, trattandosi di energia meccanica trasmessa ad un mezzo materiale che da essa viene posto in oscillazione, come la natura di tale mezzo influisca profondamente sulla modalità di propagazione.

In particolare infatti, nel vuoto, queste onde non si propagano, mancando un qualsiasi supporto fisico.

Nel campo di frequenze comprese fra 16 e 16.000 Hz circa, tali vibrazioni, giungendo al nostro orecchio, sono da esso percepite, e sono quindi denominate *onde acustiche* o *onde sonore*.

Sopra questo limite, pur non percependole più il nostro orecchio, esse continuano a propagarsi nello spazio, con intensità però sensibilmente decrescente col crescere della frequenza.

Fin verso i 150 kHz queste oscillazioni trovano particolari applicazioni industriali e vengono indicate col termine di *ultrasuoni*.

La natura dei suoni, tipicamente consistente in una serie di condensazioni e rarefazioni dell'aria a seguito dei movimenti delle sue molecole, risulta confermata sin dal 600 mediante esperimenti col *diapason*.

Il meccanismo è schematizzato in fig. 1-37: le vibrazioni dei bracci della "forchetta", vengono comunicate all'aria circostante, la quale a sua volta le trasporta sino alle membrane del nostro orecchio, col risultato che noi riceviamo la percezione del suono.

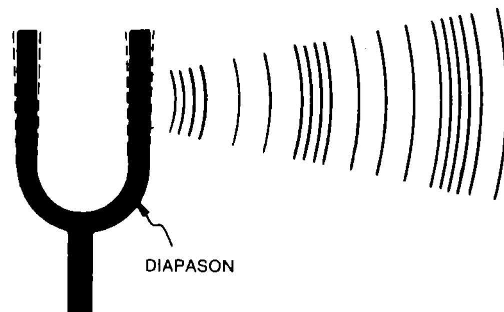
Le onde sono caratterizzate dalle stesse grandezze sin qui studiate per tutti i segnali alternati.

In particolare, la velocità di propagazione di tutte queste vibrazioni, se il mezzo considerato è l'aria, vale all'incirca:

$$v = 1.130 \text{ km/ora}$$

Nei metalli e nell'acqua essa è superiore, ed a volte anche sensibilmente.

Fig. 1-37 - Vibrazione di un diapason per produrre un suono.



PANORAMA DELLE FREQUENZE

La frequenza delle oscillazioni o vibrazioni che interessano prettamente il campo dell'elettrotecnica, radiotecnica ed acustica vengono variamente suddivise o a seconda del loro comportamento o per comodità di identificazione.

Una prima grossolana suddivisione può essere la seguente:

- fino a 150 kHz = frequenze acustiche (infrasuoni, suoni, ultrasuoni, ipersuoni);
- da 10 kHz a 300.000 MHz = radiofrequenze.

Il pur immenso campo delle radiofrequenze non è altro che una piccola parte del più vasto spettro delle onde elettromagnetiche; tracciamo quindi un piccolo quadro di queste ultime, in funzione della loro lunghezza.

10.000 ÷ 1 m	= radioonde
1 m ÷ 1 mm	= microonde
1 mm ÷ 10^{-8} m	= infrarosso, luce, ultravioletto
10^{-8} ÷ 10^{-12} m	= raggi X

Ecco allora, in funzione questa volta della frequenza, una prima suddivisione delle frequenze di radiocomunicazione espresse però in termini riferiti alla lunghezza delle onde.

da	150	a	500	kHz	= *onde lunghe*
da	500	a	1.500	kHz	= *onde medie*
da	1,5	a	30	MHz	= *onde corte*
da	30	a	300	MHz	= *onde cortissime*
da	300	a	3.000	MHz	= *onde ultracorte*
da	3.000	a	30.000	MHz	= *onde supercorte*
da	30.000	a	300.000	MHz	= *onde extracorte*

Un'ulteriore ripartizione, che è poi quella a nostro avviso più pertinente, è la seguente:

10 ÷	30 kHz	V.L.F.	(frequenze molto basse)
30 ÷	300 kHz	L.F.	(frequenze basse)
300 ÷	3.000 kHz	M.F.	(frequenze medie)
3 ÷	30 MHz	H.F.	(frequenze alte)
30 ÷	300 MHz	V.H.F.	(frequenze molto alte)
300 ÷	3.000 MHz	U.H.F.	(frequenze ultra alte)
3 ÷	30 GHz	S.H.F.	(frequenze super alte)
30 ÷	300 GHz	E.H.F.	(frequenze estremamente alte)

Appendice 2: ESERCITAZIONI - APPROFONDIMENTI

Pulsazione e radianti

Come già affermato a più riprese e del resto raffigurato nelle figg. 1-29 e 1-31, il valore di una corrente alternata varia continuamente; spesso, è importante conoscere l'ampiezza dell'onda in termini di ampiezza totale per ciascuno degli istanti all'interno del ciclo.

E già nel primo paragrafo abbiamo accennato alla possibilità di individuare i vari punti del ciclo mediante il valore degli angoli corrispondenti.

Per poter stabilire gli istanti di misura qui sopra citati, possiamo ancora ricorrere alla divisione del ciclo in parti opportune; a tale scopo, anziché scegliere delle frazioni generiche, risulta molto più conveniente (per motivi matematici che qui non interessa approfondire) suddividere il ciclo, oltre che nei già visti 360° elettrici, in *radianti.*

Il radiante è un arco di cerchio uguale al raggio del cerchio stesso; in altre parole supponiamo di prendere il segmento rettilineo corrispondente al raggio e di distenderlo, curvandolo, sulla circonferenza: il tratto che se ne ottiene prende appunto il nome di radiante.

Sul cerchio, ovvero sulla sua circonferenza, ci stanno allora 2π. radianti; possiamo quindi elencare le seguenti equivalenze:

$$360° = 1 \text{ ciclo} = 2\pi \text{ radianti}$$

$$180° = \frac{1}{2} \text{ ciclo} = \pi \text{ radianti}$$

$$90° = \frac{1}{4} \text{ ciclo} = \frac{\pi}{2} \text{ radianti}$$

Riferendoci ancora alla fig. 1-30, quando il punto P ha descritto tutto il cerchio, cioè un ciclo completo, possiamo dire che esso ha ruotato attraverso 2π radianti.

Ne consegue che l'espressione $\frac{2\pi}{T} = 2\pi f$ rappresenta la velocità angolare del punto P, o

meglio del suo raggio, che quindi rappresenta una tensione o corrente alternata qualunque; tale velocità è espressa in radianti al secondo.

L'espressione $2\pi f$ viene spesso sostituita dalla lettera ω, e si indica col nome di *pulsazione:*

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}$$

Correnti alternate non sinusoidali

La trattazione sin qui condotta su correnti alternate di forma sinusoidale è molto comoda, perché permette di stabilire grandezze ben definite e costanti.

Ma in pratica capita spessissimo di avere a che fare con forme d'onda non già sinusoidali, bensì deformate o distorte o ad arte generate in forma comunque complessa.

Fortunatamente, una qualsiasi onda periodica (cioè una grandezza che ripete se stessa in intervalli di tempo definiti), di forma quanto si voglia complessa, è composta di tante onde sinusoidali di ampiezza e frequenza diverse, combinate (o sommate) assieme.

L'onda sinusoidale che ha la stessa frequenza del segnale complesso di partenza è chiamata *fondamentale*.

Le frequenze più alte della fondamentale si chiamano *armoniche*; esse sono sempre più alte di un numero intero di volte, ne sono cioè multiple.

Per esempio, la componente di frequenza tripla della fondamentale si indica come terza armonica.

Più l'onda è deformata o ricca di spigoli vivi, più elevato è il contenuto di armoniche a frequenze elevate (per esempio, in pratica, un'onda quadra ha un sensibile contenuto di armoniche fino almeno alla 21ª, un'onda triangolare fino ameno alla 9ª e così via).

Tutto ciò significa che una qualunque grandezza alternata periodica, di forma quanto si voglia complessa, può essere ricondotta a onde sinusoidali, può cioè essere decomposta in un numero più o meno grande di componenti che ne consentono lo studio e le forme diverse di utilizzazione.

In fig. 1-38 è esemplificato un classico caso di onda composta (o per meglio distorta), in cui una notevole componente in 3ª armonica sovrapposta alla fondamentale dà luogo ad una forma già sostanzialmente diversa dalla sinusoidale.

Si vedrà a suo tempo come e per quali motivi

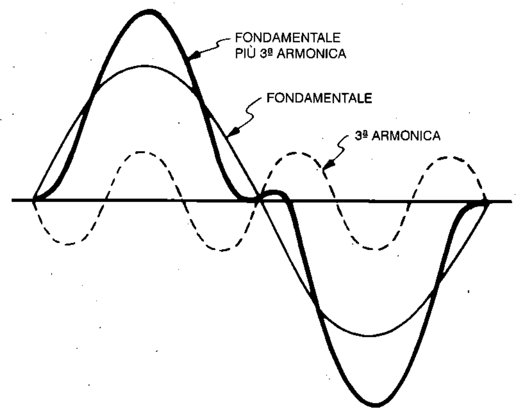


Fig. 1-38 - Composizione di un'onda non sinusoidale

sia necessario evitare che particolari circuiti in uso nella pratica normale apportino deformazioni o distorsioni ai segnali in essi immessi.

Generatori di c.a.

Dal punto di vista della loro generazione, possiamo suddividere l'enorme settore delle correnti alternate in due (seppur grossolane) categorie: quella della distribuzione industriale (energia elettrica di potenza) e quella della comunicazione (riproduzione, telefonia, radiocomunicazioni).

Estremamente diverse sono le "macchine" usate nelle due categorie, come possono essere pure all'interno della singola categoria.

Tuttavia, nel primo settore avremo senz'altro a che fare con generatori di tipo meccanico, mentre nel secondo caso i generatori coinvolgeranno più o meno sofisticate circuiterie elettroniche.

In ambedue i casi, sono coinvolti principi, componenti e circuiti che, a questo punto della trattazione, sono ancora completamente da studiare; sarebbe quindi prematuro addentrarsi nella loro descrizione, anche se schematica.

Elettrostatica

L'energia elettrica può essere immagazzinata in quello che già è stato definito campo elettrico.

Il dispositivo tipicamente atto ad immagazzinare energia in tale campo viene indicato col nome di "condensatore", in quanto esso risulta (per sua conformazione) dotato di un certo valore di "capacità" (per tale motivo sarebbe più esatto chiamarlo capacitore, essendo fra l'altro il termine condensatore comune ad altre tecniche e grandezze).

IL CONDENSATORE

Si dà il nome di *condensatore* ad un dispositivo costituito, nella sua forma più elementare, da due conduttori separati fra di loro da un isolante, che in questo caso prende il nome di *dielettrico*.

La struttura base di un condensatore-tipo è schematizzata in fig. 1-39 (A); le due superfici conduttrici che vi compaiono affacciate si chiamano *armature*, e sono qui separate dall'aria, tipo di dielettrico spesso usato nei condensatori.

Per rendere possibile la connessione di questo dispositivo ad altri componenti circuitali, vi e un filo, o terminale, fissato a ciascuna delle armature.

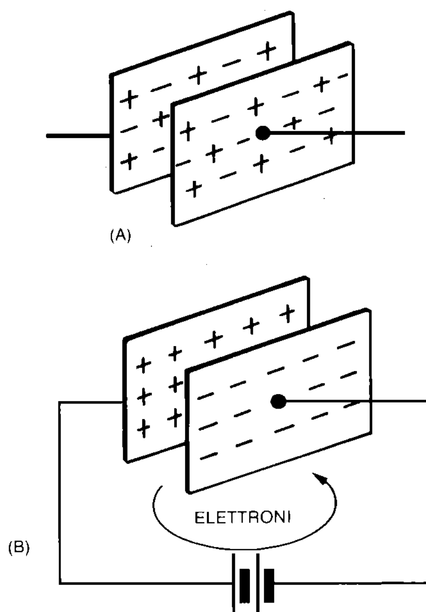
A questo punto, è logico chiedersi a cosa serve un dispositivo costituito da due superfici affacciate ma isolate, attraverso le quali non può quindi verificarsi passaggio di corrente, non essendoci alcun percorso di conduzione diretta; passiamo quindi ad esaminarne il funzionamento.

Il punto di partenza è lo stesso di fig. 1-39 (A): le due lastrine conduttrici, pur avendo gli elettroni liberi più o meno sparpagliati all'interno della struttura, risultano nel loro complesso perfettamente equilibrate, e cioè allo stato neutro; eventualmente, un breve cortocircuito preliminare fra i due reofori può eliminare qualsiasi accumulo casuale di cariche sulle superfici, portandole sicuramente a possedere in egual numero cariche elettriche positive e negative.

Passiamo ora alla situazione di fig. 1-39 (B), illustrata in modo schematico con la semplice applicazione di una batteria fra i due reofori; si suppone anche di avere a disposizione, opportunamente applicati al dispositivo in prova, due strumenti in grado di misurare la corrente che eventualmente passi in circuito e la tensione ai capi delle armature, senza influire minimamente sui fenomeni che abbiano a verificarsi.

All'atto del collegamento dei poli della batteria alle armature, su di esse viene trasferita integral-

Fig. 1-39 - (A) Condensatore in origine allo stato neutro. (B) Condensatore con le cariche opposte dislocate sulle armature.



mente la f.e.m. disponibile: vale a dire che la batteria prende elettroni da un'armatura e li trasporta sull'altra.

Supponendo di studiare il fenomeno al rallentatore, possiamo osservare quanto segue: nell'istante in cui si chiude il circuito, la tensione ai capi del condensatore comincia a salire, e passa un forte guizzo di corrente (decrescente).

Questo fenomeno pero non può durare a lungo; via via che vengono scaricati elettroni sull'armatura negativa, gli elettroni in arrivo vengono man mano più intensamente respinti dalla carica ivi presente, finché si arriva al punto in cui la batteria non riesce più a infilarvi nemmeno un elettrone.

La stessa cosa, salvo la polarità che è opposta, avviene naturalmente sull'armatura positiva.

Ciò significa che, dopo un tempo qualsiasi, la situazione raggiunge il suo equilibrio: un'armatura è "satura" di elettroni, l'altra ne è "svuotata", come appunto indica la fig. 1-39 (B).

Questo equilibrio all'interno delle armature ha però provocato un netto squilibrio di cariche fra le stesse; fra le due superfici si localizza infatti una differenza di potenziale che è andata via via crescendo.

Al punto in cui la tensione ai capi del condensatore diventa uguale a quella di batteria, il fenomeno raggiunge la sua conclusione; non passa più alcuna corrente, in quanto le tensioni, che si sono cosi uguagliate, hanno direzioni opposte: il condensatore è *carico*, fra le sue armature si è creato il campo elettrostatico a spese del guizzo di corrente assorbita dalla batteria.

In pratica quindi è successo che, avendo collegato due conduttori ad un generatore, le cariche fornite da quest'ultimo si precipitano sui conduttori stessi ed impiegano un certo tempo (legato alle caratteristiche realizzative) prima di "accorgersi", che il circuito è interrotto (non essendo i conduttori collegati in circuito chiuso).

Una volta stabilitosi questo stato di regime (corrente zero, tensione massima), si disconnetta la pila dal condensatore; l'amperometro non darà ovviamente alcuna indicazione (si è aperto un circuito che già era aperto, in quanto non più attraversato da corrente): ciò sta ad indicare che le cariche elettriche precedentemente passate entro il circuito *sono rimaste immagazzinate* in qualche modo nello stesso.

E inoltre la tensione indicata dal voltmetro continua indefinitamente ad essere pari alla f.e.m. della pila (sempre nell'ipotesi ideale che esso abbia le caratteristiche già esposte).

Infine, si colleghino i reofori del condensatore in cortocircuito fra di loro attraverso l'amperometro, il quale segnerà un *guizzo di corrente* analogo a quello indicato nella fase iniziale; vale a dire che le cariche immagazzinate in circuito, come prima affermato, vengono restituite sotto forma di corrente di senso contrario a quello della fase di carica. Tensione e corrente si ridurranno a zero nello stesso tempo della fase di carica.

Il fenomeno ora studiato si articola quindi in tre fasi molto importanti, che qui vengono riepilogate e sottolineate:

1) i due conduttori si sono portati ad una d.d.p. (su di essi cioè si è localizzata una certa quantità di cariche) che viene mantenuta nel tempo, anche disconnettendo gli stessi dalla pila; la corrente cosi immagazzinata può essere restituita integralmente dopo un tempo indefinito (nel caso ideale, cioè in assenza di perdite);
2) la *carica* del dispositivo è avvenuta senza che i conduttori costituiscano un circuito chiuso, cioè il passaggio di una certa corrente (detta "di spostamento") si suppone avvenuto nello spazio esistente fra i conduttori stessi;
3) lo stato di cariche è sopravvenuto dopo un certo intervallo di tempo (in genere, brevissimo), quello necessario affinché i due conduttori abbiano assunto una d.d.p. pari alla f.e.m. della pila.

Si è così realizzato un congegno che, sottoposto ad una tensione continua, si carica al valore di questa tensione, trasformando il lavoro speso per questo accumulo di cariche in energia localizzata nello spazio interessato dai due conduttori, cioè nel campo elettrostatico ivi formatosi.

Il tempo perché tale processo di carica abbia termine, come del resto la quantità di carica accumulata, sono legati alla dimensione e distanza dei conduttori, nonché alla natura dello spazio interposto; una volta trascorso questo tempo non si ha più alcun passaggio della corrente (continua) entro il circuito, che funziona quindi da blocco per questa.

La capacità

Riferiamoci ancora alla fig. 1-39, e supponiamo di sostituire la generica pila presente in circuito con un'altra altrettanto generica ma avente,

per esempio, f.e.m. doppia (ferme restando tutte le altre caratteristiche).

Avendo una d.d.p. doppia da compensare, è allora intuitivo che la quantità di cariche che passa ora in circuito, indicata dalla corrente che attraversa A, sarà doppia che nel caso precedente.

Si può quindi affermare che la quantità di elettricità immagazzinata è direttamente proporzionale alla d.d.p. applicata alle armature; è proprio alla costante di proporzionalità fra Q e V che si dà il come di *capacità*, la grandezza che sta ad indicare, cumulandole, le caratteristiche di un condensatore.

Essa si indica con C e vale quindi

$$C = \frac{Q}{V}$$

La capacità quindi è il rapporto fra la quantità di cariche immagazzinate (o comunque spostate) e la d.d.p. occorsa a far questo.

Si dice allora che un condensatore ha una capacità maggiore di un altro quando richiede una maggior quantità di cariche dell'altro per essere portato alla stessa d.d.p. fra le armature.

L'unità di capacità è il FARAD (nella formula precedente Q va espresso in coulomb e V in volt), ma esprimendo questo una capacità enorme, normalmente fuori dalla necessità di utilizzarla e dalla possibilità di realizzarla, vengono comunemente usati i sottomultipli:

$$\mu F = \text{microfarad} = \frac{1}{1000.000} \text{ farad} = 10^{-6} \text{ F}$$

$$nF = \text{nanofarad } \frac{1}{1000} \mu F = 10^{-3} \mu F$$

$$pF = \text{picofarad} = \frac{1}{1000.000} \mu F = 10^{-6} \mu F$$

Come è già stato detto, la capacità è, per le grandezze elettriche che la interessano, una costante, e dipende solo dalle dimensioni e caratteristiche fisiche del condensatore; è cioè quel fattore che tiene conto della dimensione delle piastre, dello spessore del dielettrico e della sua natura, nonché del numero delle piastre utilizzate.

grandezza	*simbolo*	*unità di misura*	*abbreviazione*
capacità	C	farad	F

Calcolo della capacità

Come è facile intuire, maggiore è la superficie delle armature, maggiore è il numero di cariche che dal generatore emigra su esse: quindi la capacità, ovvero l'attitudine del condensatore ad accumulare cariche, è tanto grande, quanto maggiore è la superficie esposta; analogamente quanto più piccola è la distanza fra le armature, tanto più grande è, a parità di d.d.p., l'effetto della stessa nello spazio interposto: maggiore quindi è la capacità.

Ancora, il comportamento del dielettrico sottoposto al campo elettrostatico è diverso a seconda del mezzo di cui è costituito; anch'esso quindi influisce sul valore della capacità ottenibile.

Ed infatti, a conclusione di quanto sopra, la capacità di un condensatore, che fra le armature abbia il vuoto o l'aria, è espressa dalla formula:

$$C_o = \varepsilon_o \frac{S}{d}$$

dove:
d = distanza fra le armature
S = superficie delle stesse

La costante di proporzionalità fra le capacità e le dimensioni del condensatore, indicata con ε_o, rappresenta la *costante dielettrica* dell'aria, che, esprimendo S e d in cm, vale:

$$\varepsilon_o = 8{,}85 \cdot 10^{-14} \text{ F/cm}$$

(ε_o ha praticamente lo stesso valore nel vuoto).

Inserendo fra le armature un materiale isolante, la capacità (a parità di altre dimensioni) aumenta, in quanto aumenta la costante dielettrica, che cioè assume un valore caratteristico ε sempre maggiore di ε_o, per ogni tipo di materiale usato (che sarà plastica, mica, ceramica, ecc.).

In pratica, invece di caratterizzare ogni materiale con la sua costante dielettrica assoluta ε, ne viene data la costante dielettrica relativa ε_r, che esprime di quante volte ε_o sia maggiore di ε_o, assunta uguale a 1.

Quindi, nel caso di condensatore con dielettrico materiale, la formula precedentemente scritta diventa:

$$C = \varepsilon_r \cdot C_o$$

Praticamente quindi ε_r, esprime anche il rap-

porto fra la capacità di un condensatore con e senza dielettrico materiale.

Polarizzazione dei dielettrici

Qualsiasi materiale che abbia le caratteristiche di un buon isolante può essere usato come dielettrico; naturalmente, esistono delle sostanze più adatte di altre secondo gli impieghi specifici, a seconda cioè che si debbano ottenere delle elevate capacità in piccole dimensioni, che si debba operare con un'elevata intensità del campo elettrostatico fra le armature, e così via.

Per meglio comprendere la dinamica dei fenomeni connessi, vediamo allora brevemente il motivo per cui, inserendo un dielettrico solido fra le armature di un condensatore, se ne aumenti la capacità (come visto nel precedente paragrafo).

L'edificio molecolare di cui il materiale usato come dielettrico è composto si modifica sotto l'azione del campo elettrostatico esistente fra le armature, nel senso che gli elettroni periferici vengono dislocati ed orientati in modo da creare in pratica un polo negativo del dielettrico dalla parte in cui se ne ha in eccesso, ed un polo positivo dall'altra parte (in cui se ne ha in difetto, vi sono cioè degli ioni positivi).

Questo è ciò che si indica con *polarizzazione* di un dielettrico, ed è rappresentato in fig. 1-40.

La dinamica del fenomeno è infatti la seguente: inserendo un materiale come dielettrico fra le armature, le cariche inizialmente presenti sulle stesse ne provocano la polarizzazione, cioè la presenza di cariche condensate ed allineate sulle due superfici; per neutralizzare l'effetto di queste cariche indotte, sulle armature ne viene richiamata una quantità aggiuntiva, per l'attrazione che sappiamo verificarsi fra i segni opposti.

L'aver chiamato un maggior numero di cariche sulle armature significa allora aver aumentato la capacità iniziale del condensatore.

Se, per motivi circuitali, viene aumentata la tensione ai capi del condensatore, quando essa, e cioè il campo esistente fra le armature, raggiunge un valore tale da superare la massima deformazione tollerabile dell'edificio molecolare di quel materiale, gli elettroni periferici si svincolano dagli atomi, e vengono a costituire una corrente violenta ed istantanea che, sotto l'effetto del campo, percorre il dielettrico distruggendolo tutto o in parte.

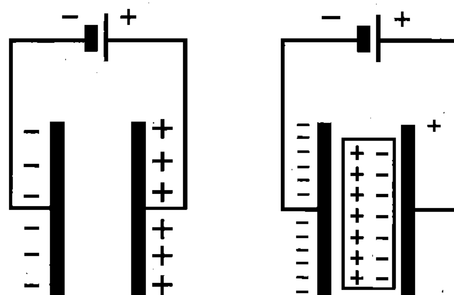


Fig. 1-40 - Effetto dell'inserzione di materiale dielettrico in un condensatore.

Il fenomeno può anche spiegarsi ricordando la formula $C = \frac{Q}{V}$; aumentando la tensione, e restando fissa la capacità (in quanto funzione delle modalità costruttive del condensatore), affinché la formula resti valida dovrà aumentare anche la dislocazione delle cariche; quindi la carica complessiva può risultare troppo grande per un dato spessore di dielettrico.

In definitiva, una tensione troppo alta perfora e danneggia il dielettrico, se esso è costituito da un materiale solido o liquido (se infatti esso è costituito da aria, questa viene ionizzata dalla scarica che mette in corto circuito le due armature).

Il valore della suddetta tensione dipende dalla costituzione del dielettrico interposto; le condizioni in cui questo viene a trovarsi sono analoghe a quanto si verifica in un materiale da costruzione che, se sottoposto ad uno sforzo superiore ad un certo limite, si frattura.

Tale valore rappresenta la massima "sollecitazione elettrica" sopportabile dal dielettrico in tutto il suo spessore.

Se allora ci riferiamo ad uno spessore unitario, la tensione di cui sopra prende il nome di *rigidità elettrica*.

Questa corrisponde quindi alla d.d.p. esplosiva relativa allo spessore di 1 cm di dielettrico.

Ciò equivale a dire che la rigidità dielettrica è il rapporto fra la tensione che fa scoccare la scintilla e lo spessore del dielettrico (espresso in cm).

Condensatori in serie e in parallelo

Come già abbiamo visto per le resistenze, capita spesso che, per ottenere un certo, ben preciso valore di capacità, occorre combinare variamente condensatori di capacità ovviamente diversa da quella desiderata.

Cominciamo col considerare, per esempio, cosa avviene quando si collegano in serie due condensatori qualsiasi.

Le due armature interne (nel circuito di fig. 1-41) sono collegate direttamente tramite un buon conduttore, sono cioè equipotenziali, talché possono essere considerate come un'unica superficie, e come tale agiscono.

L'ovvio risultato di questa situazione è che due condensatori in serie si comportano come un singolo condensatore le cui armature siano separate dalla somma delle singole distanze (ed eventualmente dalla combinazione dei due dielettrici: ma per semplicità, conviene qui considerare l'aria); ci riferiamo sempre alla fig. 1-41.

Già sappiamo che, più ampia è la spaziatura fra armatura, più bassa è la capacità che ne risulta; per tale motivo la capacità totale di una qualsiasi combinazione in serie di più condensatori risulta più bassa di uno qualsiasi dei condensatori considerati.

Per eseguire il calcolo effettivo, occorre solo introdurre la formula di calcolo, che equivale a quella per le resistenze in parallelo.

Infatti, la capacità risultante da più condensatori in serie è calcolabile mediante la formula:

$$C_T = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \ldots}$$

Nel caso particolare di due sole capacità in serie (che del resto è quello più abituale) la formula si semplifica in:

$$C_T = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

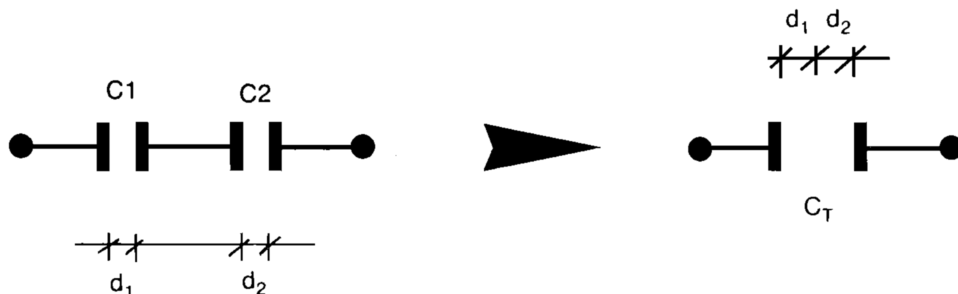
Vediamo ora il caso di condensatori collegati fra di loro in parallelo.

Le armature sono tutte collegate da un conduttore pressoché perfetto per ciascuna delle due parti, ove quindi esse risultano equipotenziali.

Ciò significa che il collegamento di condensatori in parallelo fa sí che le superfici delle armature possano considerarsi conglobate tutte assieme, il ché equivale ad un singolo condensatore avente una superficie affacciata totale uguale alla somma delle aree d'armatura di ogni condensatore preso individualmente (fig. 1-42).

In questo caso, poiché la capacità varia in modo direttamente proporzionale alla superficie, la capacità totale di diversi condensatori collegati in parallelo si trova sommando le singole capacità, come abbiamo visto per le resistenze in serie.

Fig. 1-41 - Il collegamento in serie dei due condensatori (rappresentati col loro simbolo grafico convenzionale) porta ad una capacità equivalente più bassa, in quanto è come aumentasse la distanza fra le armature



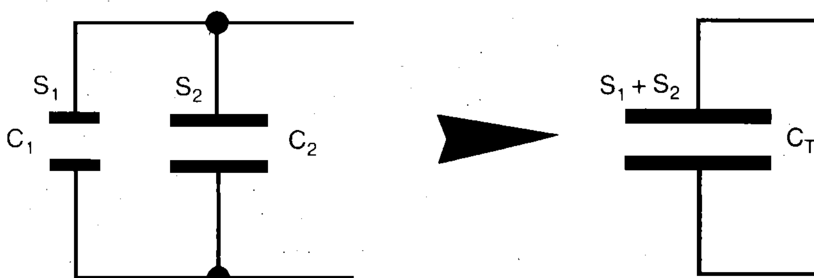


Fig. 1-42 - Il collegamento in parallelo dei due condensatori porta ad una capacità equivalente più alta (la somma), in quanto è come aumentasse la superficie delle armature

La formula è quindi la seguente:

$$C_T = C_1 + C_2 + C_3 \ldots$$

Reattanza capacitiva

Finora le caratteristiche ed i parametri dei condensatori sono stati introdotti e discussi ragionando su correnti continue.

Passiamo ora ad applicare ad una capacità una tensione alternata, e vediamone il comportamento.

Si è già visto come, applicando una tensione continua ad un condensatore, entro lo stesso (o entro il circuito tramite esso collegato) scorra corrente solamente prima che esso vada a regime, cioè si carichi, oppure solo quando lo si scarichi.

Allora non avendo la tensione alternata, com'è noto, valore costante, bensì valore continuamente variabile fra zero e dei massimi positivi e negativi, nel circuito generatore-condensatore si avvicenderanno cariche e scariche successive così da provocare un regime di corrente permanente e, come già affermato, di intensità proporzionale alla capacità.

Ed ancora possiamo affermare che, quanto più rapida è la variazione della tensione applicata, ossia quanto più elevata è la frequenza, più elevata sarà l'intensità della corrente a parità di capacità (ricordiamo ad esempio che a frequenza zero, cioè in continua, la corrente è nulla).

Un ragionamento più conclusivo può essere il seguente. Intanto sappiamo che la quantità di carica elettrica che può essere dislocata in un condensatore è proporzionale alla f.e.m. applicata ed alla capacità.

Questa quantità di cariche si muove avanti e indietro nel circuito una volta ogni ciclo della corrente applicata, cosicché il ritmo con cui si sposta questa carica - e quindi, in ultima analisi, la corrente - viene ad essere proporzionale, oltre che alla tensione applicata ed alla capacità, anche alla frequenza.

Quanto sopra esposto si può infine riassumere nella seguente formula:

$$I = k \cdot f \cdot C \cdot V$$

che ci indica il valore della corrente alternata I che passa attraverso un condensatore di capacità C ai cui capi sia applicata una tensione V di frequenza f.

Naturalmente tale formula è teoricamente dimostrabile, e ne deriva allora che il coefficiente di proporzionalità k è uguale a 2 π.

É evidente la formale analogia di tale formula con la legge di Ohm in corrente continua, ove poniamo:

$$\frac{V}{I} = \frac{1}{2\pi fC} = X_C$$

In altre parole, gli effetti di capacità e frequenza sono stati concentrati assieme, così da costituire una quantità che gioca, nella legge di Ohm, una parte simile a quella della resistenza.

Infatti, poiché l'ampiezza della corrente in circuito dipende da capacità e frequenza, ciò significa che il condensatore mostra la proprietà di opporsi al passaggio di corrente in modo pressoché analogo ad una resistenza.

Il termine $X_C = \frac{1}{2\pi fC}$, rappresentando una reazione che la corrente alternata incontra al suo passaggio attraverso un condensatore, viene chiamato *reattanza capacitiva*.

Essa, usando gli Hz per f, e i farad per C, si misura in ohm; se invece la capacità è in μF e la frequenza in MHz, la reattanza è nuovamente espressa in ohm.

In particolare si vede così confermato quanto già si era affermato, il fatto cioè che una capacità costituisce un blocco (o circuito aperto) per la corrente continua.

Infatti, essendo in questo caso f = 0, ne risulta per X_C un valore infinito, il che provoca una corrente nulla.

Andamento tensione-corrente

Puntualizziamo ora tutto quanto è stato sin qui visto, almeno per gli aspetti che più ci interessano.

Quando si applica una tensione alternata ad un condensatore, esso alternativamente si carica in una direzione e si scarica nella direzione opposta, seguendo le fluttuazioni della tensione stessa; nell'istante di ciascuna inversione esso diventa momentaneamente scarico.

Un osservatore che tenga d'occhio il flusso della corrente lungo i fili che collegano il condensatore al relativo circuito di alimentazione vedrà in effetti una corrente alternata scorrere avanti e indietro attraverso i fili stessi; questa corrente però non passa realmente attraverso il condensatore bensì solamente attraverso i suoi collegamenti e le sue armature: si tratta infatti delle cariche che vengono alternativamente dislocate sulle armature dall'alternarsi della tensione applicata.

Il dosaggio di questo flusso di cariche è effettuato appunto (a parità di altre condizioni) dalla capacità del condensatore.

L'effetto di una capacità inserita in un circuito e attraversata dalla corrente che lo percorre non è però limitato alla reattanza opposta a tale corrente.

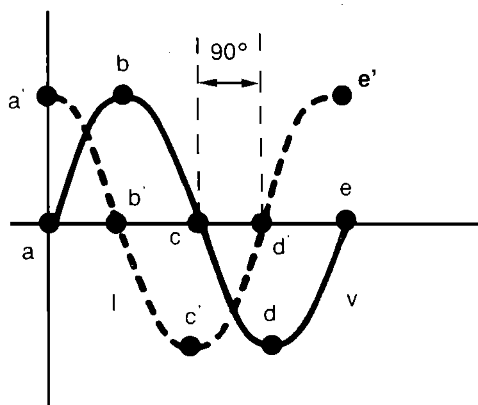
Se infatti si traccia in un diagramma il profilo della tensione sinusoidale esistente fra le armature del condensatore, e sullo stesso diagramma (con i medesimi riferimenti) si riporta l'andamento della corrente che di conseguenza attraversa il condensatore, i due profili non sono per niente sovrapposti, bensì risultano dislocati come nella fig. 1-43 (che rappresenta il caso di un condensatore ideale).

Basta infatti ricordare che in una capacità la corrente diventa zero quando la tensione ha raggiunto il massimo, e viceversa, perché risulti chiaro quanto rappresentato in figura, ossia che la corrente che percorre un condensatore è sfasata in anticipo di 90° (o 1/4 di ciclo) rispetto alla tensione ad esso applicata.

Quanto ora detto vale però, come accennato, nel caso ideale. In pratica quest'angolo di sfasamento non sarà perfettamente uguale a 90°, bensì più o meno leggermente inferiore, a causa delle perdite di potenza che si verificano sui condensatori per:

1) resistenza non nulla delle armature;
2) non perfetto isolamento del dielettrico;
3) inerzia del dielettrico a far sí che la sua struttura molecolare inverta continuamente il suo

Fig. 1-43 - Relazione di fase fra corrente e tensione di un condensatore: la corrente è in anticipo sulla tensione di un quarto di ciclo o 90°.



stato di equilibrio elettronico onde seguire i cicli di carica e scarica imposti dalla tensione alternata (questo fattore di perdita è quindi tanto maggiore quanto più alta è la frequenza).

La differenza fra i 90° teorici (come indicati in fig.1-43) e *l'angolo reale di sfasamento* φ, essendo conseguenza delle varie perdite ora elencate, viene chiamata angolo di perdita, e si indica con δ.

Ad indicare la bontà del condensatore si usa spesso il coseno dell'angolo di sfasamento φ; cos φ viene chiamato *angolo di perdita*: quanto più vicino a zero è tale coseno, tanto migliore è la qualità del condensatore, in quanto tanto più vicino a 90° è l'angolo di sfasamento.

Molto più spesso però l'indicazione della qualità di un condensatore viene data in funzione proprio dell'angolo di perdita (tang δ = tangendelta); anche in questo caso più basso è questo valore, tanto migliore è la qualità del condensatore.

Comunque l'argomento perdite di potenza e sfasamenti sarà approfondito più avanti, trattando i circuiti in corrente alternata e relative potenze.

La costante di tempo

Sin qui, nella descrizione delle modalità di carica e scarica di un condensatore, abbiamo parlato di certi tempi, impiegati nell'una e nell'altra fase, senza approfondire quanto questi siano brevi o lunghi; vediamo ora di eseguirne un calcolo piuttosto esatto, in funzione delle situazioni circuitali.

Il circuito originale presentato all'inizio di questo capitolo, e riportato in fig. 1-44, comprende unicamente un condensatore ed una sorgente di alimentazione, a parte lo strumento di misura.

Partendo dal presupposto che nessuno di questi componenti, e tantomeno il loro collegamento, sia dotato di una qualche resistenza (localizzata o distribuita), il condensatore, una volta chiuso il circuito, si carica molto rapidamente.

Se la resistenza in circuito può essere considerata virtualmente nulla, il condensatore assume la sua piena carica pressoché istantaneamente.

Se invece in serie a questo circuito viene posta una resistenza (oppure vi esiste, in quanto

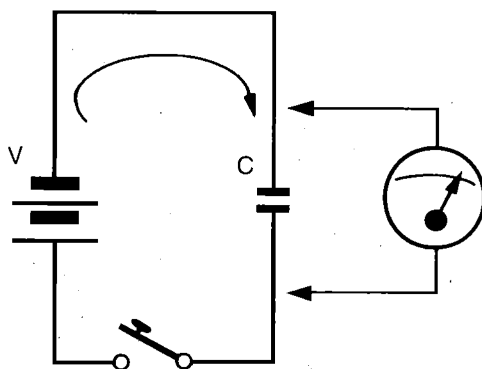


Fig. 1-44 - Senza resistenza in circuito, la tensione ai capi del condensatore sale istantaneamente al valore V, quando si chiude il circuito.

posseduta dai componenti), la corrente non può scorrere in circuito liberamente come prima (fig. 1-45).

Si può infatti dire che la corrente che attraversa il circuito deve "lottare" per conquistarsi un passaggio attraverso la resistenza ed arrivare poi a caricare il condensatore: poiché la resistenza limita il numero di cariche in circuito, ci vorrà più tempo per "riempire" di cariche le armature del condensatore, e cioè per caricarlo.

Quindi, la resistenza consegue l'effetto di provocare ritardo nel tempo impiegato dal condensatore a caricarsi; evidentemente, più è elevata la resistenza, più lungo è il tempo richiesto per la carica.

Il ritardo ora citato può risultare molto utile in determinati casi e circuiti, e può oltretutto essere controllato a piacere.

Per essere in grado di controllare questo ritardo, occorre agire sui fattori che influiscono sul tempo richiesto dal condensatore a caricarsi sino alla tensione di batteria; essi sono la sua *capacità* e la resistenza complessiva esistente in circuito.

Ecco allora che è necessario definire in modo preciso quanto rapidamente o lentamente un condensatore si carica: si ricorre infatti al tempo impiegato dal condensatore a caricarsi, e ciò mediante la *costante di tempo*.

Essa consiste nel **tempo richiesto dal con-**

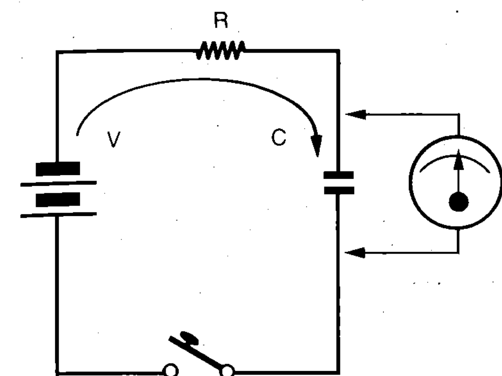


Fig. 1-45 - La presenza di una resistenza in circuito fa sí che la tensione ai capi del condensatore salga più lentamente.

densatore in oggetto a caricarsi fino al 63% della tensione di alimentazione: ciò vale anche per la scarica.

Il modo per calcolare questo ben preciso intervallo di tempo è senz'altro più semplice che non la sua definizione.

Infatti la costante di tempo si ricava dalla formula:

$$T = RC$$

ove T è il tempo, in secondi, impiegato dal condensatore a raggiungere una carica pari al citato 63% della tensione di alimentazione: R è la resistenza presente in circuito, in ohm; C è la capacità del condensatore, in farad.

Calcoliamo, a titolo d'esempio, la costante di tempo del circuito di fig.1-45, nella quale i componenti hanno i seguenti valori: R = 10 MΩ, C = 50 μF, V = 10 V.

Applichiamo la nota formula:

$$T = RC = 10 \cdot 10^{6} \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 500 \text{ secondi}$$

Quindi, in questo caso, occorre attendere 500 secondi (8 minuti e 20) perché la tensione ai capi del condensatore salga a 6,3 V.

Naturalmente, raggiunto questo valore di riferimento, la tensione ai capi del condensatore continua ad aumentare, secondo l'andamento riportato nel grafico di fig. 1-46.

In un intervallo superiore di un'altra costante di tempo, la tensione avrà raggiunto circa l'86%, e così via.

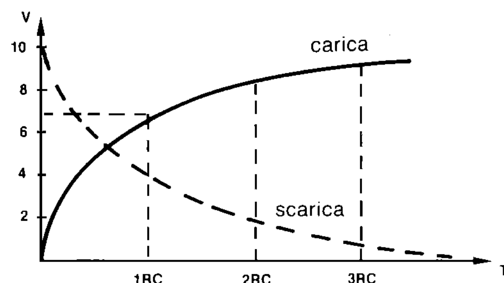
Questo processo continua e la tensione ai capi del condensatore si avvicina sempre di più al valore di batteria; dopo 5 RC, si può considerare sostanzialmente raggiunto questo valore: la curva carica è ormai orizzontale.

La curva di scarica ha andamento ovviamente inverso, del tipo di quello tratteggiato nello stesso grafico: questo naturalmente nel caso che la scarica avvenga attraverso una resistenza di ugual valore.

Consideriamo invece il caso in cui un condensatore venga scaricato mediante un cortocircuito netto, cioè attraverso un conduttore di resistenza pressoché nulla.

In questo caso, la costante di tempo sarà anch'essa quasi nulla, talché, in un intervallo di tempo trascurabile, il condensatore dovrà riversare in circuito tutta la carica immagazzinata, dissipandone l'energia in calore: se ne otterrà quindi un guizzo di corrente estremamente forte, essendo la resistenza interna del solo condensatore in genere trascurabile.

Fig. 1-46 - Aumento della tensione ai capi di un condensatore di capacità C, alimentato attraverso una resistenza R.



Appendice 3: ESERCITAZIONI-APPROFONDIMENTI

Calcolo di capacità

A seguito di quanto esaminato nel paragrafo relativo a questo argomento, e per esemplificare l'applicazione delle formule indicate a qualche caso concreto, si voglia trovare la capacità di un condensatore le cui armature sono realizzate con due dischi di diametro 3 cm, distanti fra di loro 1 mm, e con aria come dielettrico.

Calcoliamo subito la superficie delle armature mediante la nota formula:

$$S = 3{,}14 \cdot r^2 = 3{,}14 \cdot 1{,}5 \cdot 1{,}5 = 7\ cm^2$$

Riduciamo anche d alla stessa unità di misura: d = 1 mm= 0,1 cm

Trattandosi di un condensatore di piccole dimensioni, e ragionevolmente anche di piccola capacità, sarà opportuno ottenere la capacità direttamente in pF; ε_o viene quindi ad assumere il valore:

$$\varepsilon = 8{,}85 \cdot 10^{-2} = 0{,}0885\ pF/cm$$

Sarà allora:

$$C_o = 0{,}0885 \frac{7}{0{,}1} = 6{,}2\ pF$$

Per procedere nel nostro esempio, supponiamo ora di inserire, fra i due dischi, un dielettrico solido, di spessore tale da riempire completamente la distanza fra le armature e cioè 1 mm, costituito da un terzo dischetto, per esempio, di foglio di mica.

La costante dielettrica (relativa) della mica è circa 7; quindi la capacità in questo caso vale:

$$C = \varepsilon_r C_o = 7 \cdot 6{,}2 = 43{,}4\ pF$$

Collegamenti misti serie-parallelo

Dopo aver visto, nel relativo paragrafo, i calcoli diretti nei casi singoli di condensatori collegati in serie ed in parallelo fra di loro, passiamo ora a risolvere un esercizio riepilogativo come in fig. 1-47.

Cominciamo con l'osservare che C_1 e C_2 sono chiaramente in parallelo, quindi la loro capacità totale sarà:

$$C_T = C_1 + C_2 = 8 + 12 = 20\ \mu F$$

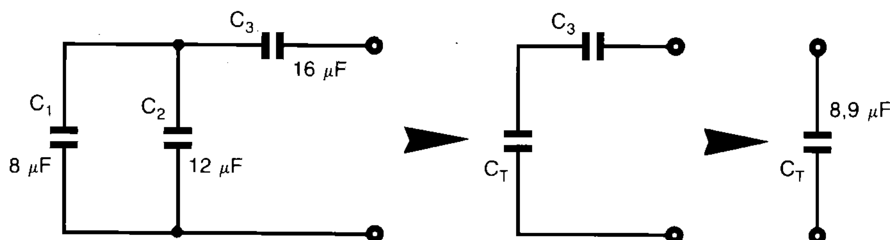
Facciamo notare che, contrariamente a quanto altrove indicato, non abbiamo qui convertito i valori nell'unità di misura fondamentale (il farad) in quanto tutte e tre le capacità sono espresse in μF, quindi la conversione costituirebbe un lavoro inutile.

La capacità equivalente sopra calcolata risulta ora in serie a C_3; quindi la capacità complessiva vale:

$$C_T = \frac{1}{\frac{1}{20}+\frac{1}{16}} =$$

$$= \frac{1}{0{,}05+0{,}062} = \frac{1}{0{,}112} = 8{,}9\ \mu F$$

Fig. 1-47 - Esempio di combinazione di condensatori in serie e parallelo.



Calcolo di una reattanza

Risolviamo ora l'esempio consistente nel trovare la reattanza di un condensatore da 470 pF operante alla frequenza di 7000 kHz.

Il primo passo consiste nel ridurre i due valori alle unità di misura fondamentali (come a suo tempo previsto); avremo allora:

$$470\ pF = 0{,}00047\ \mu F = 470 \cdot 10^{-6}\ \mu F = 470 \cdot 10^{-12} F$$

$$7000\ kHz = 7\ MHz = 7 \cdot 10^{6}\ Hz$$

Sostituendo questi valori nella formula per la reattanza, avremo:

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 7 \cdot 10^{6} \cdot 470 \cdot 10^{-12}} =$$

$$= \frac{10^{6}}{6{,}28 \cdot 7 \cdot 470} = 48\ \Omega$$

Il componente "capacità"

L'amplissima gamma di valori capacitivi, di tensioni sotto cui lavorare, e di esigenze circuitali cui sottostare, rendono le modalità costruttive dei condensatori inquadrabili in più tipi, anche nettamente differenti l'uno dall'altro; la differenziazione è prevalentemente giustificata dal materiale usato come dielettrico.

Effettuiamo un breve esame delle famiglie più importanti, con cenni alle loro caratteristiche salienti.

Condensatori ad aria: costituiscono il modello più classico di dispositivo atto a possedere capacità. Vengono principalmente usati come tipi a capacità variabile, sia nel campo della ricezione che (in particolare) della trasmissione, pur con diverse esigenze di dimensioni ed isolamento.

La gamma di capacità normalmente possedute da questi tipi varia da pochi pF (o frazioni) fin poco oltre i 1000 pF.

Condensatori a mica: dispositivo quasi altrettanto classico del precedente nel campo delle capacità fisse, si realizza impacchettando a sandwich sottili fogli di mica e di conduttore, ottenendone ottimi condensatori pressoché in ogni senso. Prestazioni ancor migliori si ottengono metallizzando direttamente il foglio di mica; ne conseguono angoli di perdita eccezionalmente bassi e stabilità (sia nel tempo sia col variare della temperatura) eccezionalmente elevate.

La gamma di valori prodotti va dai pochi pF sino ad alcune decine di nF.

Condensatori ceramici: sono i dispositivi più tipicamente impiegati (anche per i prezzi sensibilmente inferiori a quelli in mica) nel campo delle radiofrequenze, anche se realizzati in forme diverse (a tubetto, a piastrina) e con materiali anche sensibilmente diversi da tipo a tipo.

La gamma di valori, pur se scaglionata fra i vari modelli, va da frazioni di pF fino a qualche microfarad (valori più alti sono comprensibilmente atti a sopportare le tensioni di lavoro piuttosto basse).

L'esecuzione consiste nel metallizzare opportunamente le due facce di un dischetto (o anche di un tubetto) di opportuno spessore, dal quale dipenderà poi, oltre che il valore di capacità, anche la tensione tollerata.

L'isolamento può raggiungere (nei modelli normali) i 1000 V, ma valori anche molto più elevati in realizzazioni particolari.

Condensatori a foglio plastico: diffusissimi nel settore delle frequenze basso-medie, sono tipicamente realizzati (almeno i modelli più moderni, ma anche più comuni) metallizzando direttamente un lungo e sottilissimo nastro di materiale plastico (polistirolo, policarbonato, ecc.) ed avvolgendolo a rotolo, con opportuno incapsulamento sempre in materiali (o contenitori) plastici.

La gamma di valori è molto ampia, potendo spaziare (a seconda dei tipi), da poche decine di pF sino a qualche μF.

Le tensioni d'isolamento possono giungere normalmente sin verso i 1000 V.

Questo modello è il "discendente" dei vecchi tipi a carta, nei quali si avvolgevano assieme un nastro di carta ed uno di sottile alluminio.

Condensatori elettrolitici: si tratta di dispositivi realizzati avvolgendo nastri di sottile alluminio che hanno come dielettrico un composto semiliquido (appunto, di tipo elettrolitico), spesso in forma di nastro di carta impregnata. Questo film può essere realizzato tanto sottile da ottenerne valori di capacità elevatissima in ingombri molto limitati; la contropartе consiste nel fatto che il condensatore è polarizzato (l'isolamento cioè funziona in una sola direzione) e risulta intrinsecamente poco stabile.

I valori di capacità ottenibili (nelle varie forme costruttive) vanno da frazioni di μF fino a... fra-

zioni di farad (con tensioni d'isolamento massime sui 500 V).

Un cenno conclusivo sulle proprietà dei condensatori è opportuno riservarlo ad un parametro secondario (ma poi non tanto, in certi casi) cui già si è accennato, e cioè alla stabilità con la temperatura.

Infatti l'ampia superficie interessata ed ancor più i materiali usati come dielettrici subiscono inevitabili dilatazioni (o contrazioni) al variare della temperatura, con conseguenti variazioni, spesso non trascurabili, del valore di capacità.

Questa proprietà è contrassegnata mediante il *coefficiente di temperatura* (del resto, tipico di tutti gli altri componenti) che si esprime in *parti per milione per grado* (cioè come variazione di capacità in parti per milione per ogni grado di differenza di temperatura ambiente), e che può essere positivo o negativo; infatti a seconda del dielettrico usato, la capacità può aumentare o diminuire al variare della temperatura.

Ad esempio, un condensatore ceramico che sia contrassegnato, per il coefficiente di temperatura, dalla sigla "N1500" presenta una variazione di 1500 parti per milione (se preferiamo, 1,5 ‰) per ogni grado di variazione della temperatura, e la capacità cala (l'N sta per coefficiente negativo) al crescere della temperatura.

La funzione in circuito

Sulle tipiche prestazioni di un condensatore abbiamo ormai visto quasi tutto: esso si comporta come un cortocircuito negli istanti iniziali della carica e nelle fasi di scarica totale, restando perfettamente isolante, per la corrente continua applicatagli, per l'intero periodo di funzionamento.

Ecco quindi due fra gli impieghi più tipici del dispositivo; serbatoio di corrente, ad erogazione rapida ed a ricarica altrettanto rapida, e componente atto a disaccoppiare due circuiti dotati di livelli diversi di tensione.

Una cosa che va comunque tenuta in opportuna considerazione è la seguente: quando viene applicata tensione ad un circuito RC (ed è difficile che la corrente che va a caricare un condensatore in un normale circuito elettronico non incontri della resistenza lungo il suo percorso), la tensione ai capi del condensatore cresce più o meno lentamente, ed altrettanto avviene in genere nella fase di scarica: la cosa dipende comunque dalla costante di tempo del circuito del suo complesso.

Ad ogni modo, è immediato affermare che la *capacità tende ad opporsi alle brusche variazioni di tensione ai suoi capi*: la tensione non segue cioè un andamento a gradino netto, bensì una legge di variazione analoga alla curva di carica (o scarica) di fig. 1-46.

É da questa considerazione che consegue più direttamente un'altra tipica funzione di un condensatore (anche se, in realtà, la varie funzioni non sono che facce diverse della stessa medaglia): quella cioè di trovare applicazione come *filtro* di smorzamento contro variazioni brusche e brevi nei valori delle grandezze elettriche presenti.

Resta ancora da ricordare, come ultimo e forse più ovvio, l'impiego come elemento temporizzatore.

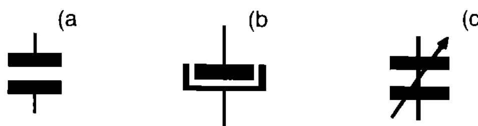
Il condensatore in pratica

Nella pratica c'è anche da tener conto di alcuni aspetti secondari, però non sempre trascurabili; citiamone i due più importanti.

Tutti i materiali, ed in particolare i metalli sono soggetti a modificare (anche se in modo impercettibile) le proprie dimensioni al variare della temperatura di lavoro. Essendo la capacità di un condensatore legata alle sue dimensioni, anche il suo valore sarà soggetto a variazioni più o meno modeste in funzione del *coefficiente di temperatura*, che in genere si esprime in percentuale, ed esattamente sotto forma di parti per milione per grado (ovvero p.p.m./°C).

Anche l'isolante interno del dispositivo non è mai ideale, talché può essere percorso da valori di corrente (pur modestissimi) in funzione della tensione applicata fra le armature, la cosiddetta *corrente di fuga*.

Fig. 1-48 - Rappresentazione grafica dei vari tipi di condensatori:
a) simbolo generale;
b) condensatore elettrolitico;
c) condensatore variabile.



Elettromagnetismo

CAMPI MAGNETICI

La comune "calamita" a ferro di cavallo (o in altra forma) dovrebbe essere familiare a tutti.

Il "campo magnetico" che la circonda fa sì che questo dispositivo, detto anche "magnete" attragga più o meno intensamente certi materiali, in genere di tipo ferroso, detti appunto materiali magnetici.

Esattamente lo stesso tipo di campo magnetico viene prodotto attorno ad un qualsiasi conduttore percorso da corrente; l'unica differenza risiede nel fatto che, in quest'ultimo caso il campo esiste solamente per il tempo in cui la corrente attraversa il conduttore.

Esaminiamo ora punto per punto la dinamica dei vari fenomeni coinvolti in questo importante capitolo dell'elettrotecnica.

Magneti permanenti

Già in natura esiste un particolare minerale, la magnetite (ossido di ferro), che ha la proprietà di esercitare, almeno fino ad una certa distanza in modo apprezzabile, azioni meccaniche di attrazione o repulsione su altri materiali ferrosi (o similari), genericamente definiti materiali magnetici.

Questo minerale costituisce ciò che si chiama un *magnete permanente naturale*, ed i materiali che di esso risentono o denunciano in qualche modo l'influenza si dicono magnetizzati.

Questi ultimi, in massima parte, una volta allontanato da essi il magnete, riacquistano lo stato neutro di partenza; per taluni invece (per esempio certi acciai), una volta che tale magnetizzazione sia stata provocata in un qualche modo, essa permane più o meno lungamente o addirittura stabilmente. Questi materiali acquistano infatti la caratteristica di attrarre o respingere altri materiali magnetici anche dopo che è stata allontanata ed eliminata la sorgente originale di magnetizzazione.

Tali dispositivi sono quelli che vengono chiamati *magneti permanenti artificiali* (detti appunto calamite).

E ben noto che l'attitudine, da parte di un magnete, ad esercitare le azioni meccaniche cui si è già accennato, risulta sostanzialmente concentrata in corrispondenza delle due estremità, come pure che tali azioni si manifestano in senso opposto fra di loro per le due estremità stesse.

Tipico esempio ne è quel minuscolo magnete costituito dall'ago di una bussola che si orienta spontaneamente con una, e sempre la stessa, estremità rivolta verso il nord geografico, polo dal quale l'altra estremità viene respinta.

Lo spontaneo orientamento che i due poli delle calamite (naturalmente di forma, dimensioni e pesi opportuni) assumono nello spazio, in conseguenza del campo magnetico terrestre, porta a contrassegnare le due estremità polari delle stesse coi nomi di *polo nord e polo sud.*

La differenza di comportamento di questi poli viene ancor più evidenziata dal fatto che, accostando fra di loro due magneti permanenti, essi si attraggono se i loro poli affacciati sono di senso opposto, e si respingono se invece sono dello stesso senso.

Il comportamento di due "polarità" magnetiche è quindi esattamente identico a quanto a suo tempo visto per le cariche elettriche: polarità opposte (elettriche o magnetiche che siano) si attraggono, polarità uguali (elettriche o magnetiche) si respingono.

In ogni caso, i fenomeni magnetici d'influenza reciproca ora descritti discendono da una tipica proprietà e conformazione intima di questi materiali; essi infatti risultano costituiti, a livello molecolare, di tanti magnetini elementari, estremamente piccoli.

Ciò è in sostanziale analogia ai fenomeni elettrici, giustificati e prodotti da cariche elettriche

elementari contenute nei livelli più "intimi" del materiale conduttore.

Una schematizzazione molto semplificata della struttura magnetica elementare di un materiale è data in fig. 1-49.

Nei magneti permanenti, i suddetti magnetini elementari sono e restano tutti orientati nello stesso modo e disposti in catene parallele e regolarmente ordinate, in modo che alle due estremità del materiale siano affacciati tutti i magnetini di un polo o di quello opposto.

Invece nei corpi allo stato neutro ordinario tali magnetini molecolari sono disposti ed orientati casualmente, senza alcun ordine, e in tal modo le loro azioni o influenze a distanza si elidono reciprocamente; la magnetizzazione consiste quindi semplicemente nell'orientare tutti questi magnetini in modo regolare ed in una direzione fissa.

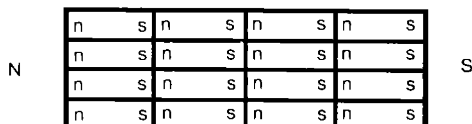
Come discende dalla figura, qualora si spezzi un magnete, se ne ottengono, appunto per la sua costituzione intima, tanti magneti quanti sono i pezzi ottenuti, ciò naturalmente spezzando fino a quanto si vuole il materiale, senza però oltrepassare le dimensioni molecolari.

Ed ancora occorre sottolineare come la magnetizzazione, "indotta" da parte di un magnete su un materiale magnetico nelle vicinanze, avviene in modo tale che l'estremità del materiale magnetico più vicina al magnete "induttore" assume polarità opposta a quella del polo più vicino del magnete.

Il campo in cui si esercita la forza magnetica attorno ad un magnete permanente può essere evidenziato, in forma grafica, proprio mediante le sue proprietà di attrarre piccoli pezzi di ferro (tipicamente, la limatura).

Disponendo limatura e calamita su un foglio, le linee secondo cui si manifestano le forze del campo vengono disegnate dalla disposizione automaticamente assunta dalle particelle ferrose; queste tracce, uscenti da un polo per entrare nell'altro (come a costituire gli inevitabili circuiti chiusi secondo cui viaggiano le "correnti magnetiche"), sono appunto chiamate linee di forza.

Fig. 1-49 - Rappresentazione semplificata della costituzione più intima di un magnete.



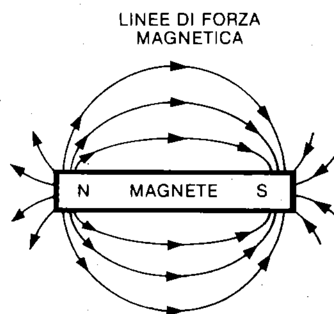


Fig. 1-50 - Campo magnetico prodotto da una barra magnetizzata.

La situazione complessiva è riportata in fig. 1 -50.

In ogni caso le azioni e gli effetti reciproci che si manifestano fra corpi magnetizzati, si trasmettono e manifestano anche attraverso il vuoto.

La presenza di queste "forze magnetiche" indica (come era per le forze elettriche del campo elettrostatico) l'esistenza in un certo spazio di un particolare stato che viene indicato col nome di *campo magnetico.*

Da quanto sin qui detto, tale campo può essere di origine naturale (ricordiamo il campo magnetico terrestre) o di tipo artificiale (magneti permanenti oppure elettromagneti).

Elettromagneti

Come più volte detto, ogni conduttore, percorso da corrente, si circonda di un campo magnetico, che nasce con la corrente e con essa si estingue.

Le linee che determinano le direzioni lungo cui tale campo si manifesta ("linee di forza") sono, per un conduttore rettilineo, cerchi concentrici che lo circondano perpendicolarmente, come rappresentato in fig. 1-51.

Possiamo pensare di eseguire noi stessi un esperimento dimostrativo; basta un conduttore percorso da una corrente di pochi ampere ed una piccola bussola: la disposizione ed i risultati sono indicati in fig. 1-52.

Su un piano (che potrebbe essere un qualsiasi foglio di cartone) sono riportati una decina di cerchietti con una lancetta dentro: naturalmente si può trattare di tante bussole ivi appoggiate o,

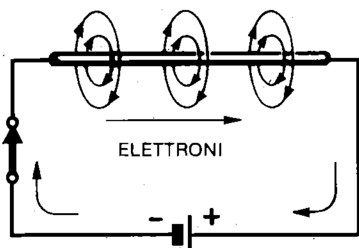


Fig. 1-51 - Linee di forza magnetiche prodotte da un conduttore rettilineo percorso da corrente elettrica.

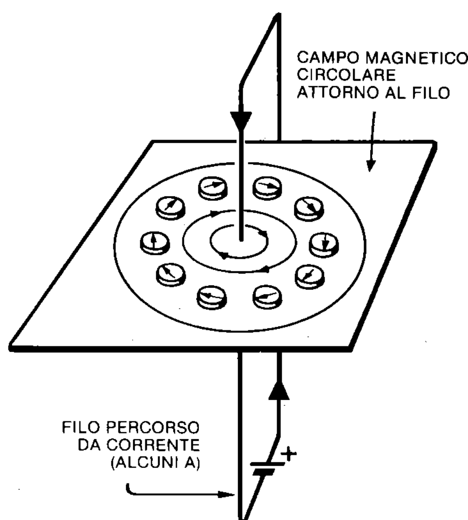
più semplicemente, di tante posizioni successive della stessa bussola fatta scorrere sul piano.

Nel centro di esso passa il conduttore perpendicolarmente.

L'ago della bussola risulta costantemente tangente ad un cerchio attorno al filo, in altre parole descrive un cerchio, e ne descrive tanti altri se allontaniamo o avviciniamo la bussola al filo percorso da corrente.

Sul nostro piano sono così descritte le traiettorie assunte; le stesse disposizioni le possiamo riscontrare se sul piano distribuiamo un velo di limatura di ferro, i cui microscopici trucioli assumono la stessa configurazione circolare concentrica.

Fig. 1-52 - Situazione della figura precedente, sotto un aspetto più pratico e sperimentale.



Supponiamo ora di ripetere l'esperimento facendo passare più volte il conduttore attraverso lo stesso piano, avvolgendo cioè il filo in un certo numero di spire, a costituire una bobina.

Ora la situazione è quella indicata in fig.1-53, che poi non è altro che la situazione di fig.1-52, disegnata più volte di seguito e con indicati anche gli effetti complessivi.

Nella zona interessata dal passaggio dei fili, le linee di forza risultano più "fitte" in quanto il campo magnetico è ivi concentrato, cioè più intenso, per la sovrapposizione degli effetti.

Le tracce del campo magnetico disegnate indicano l'esistenza di un "flusso" di energia che esce da un estremo della bobina per rientrare nell'altro, giustificando quindi la presenza di due polarità magnetiche (più o meno come ai capi di un dispositivo elettrico riscontriamo la presenza di due polarità che danno origine ad un passaggio di cariche elettriche).

Il campo risultante è quindi lo stesso che possiamo riscontrare presente attorno ad un normale magnete permanente, con la differenza (vantaggiosa) che non appena viene interrotta la corrente entro il conduttore, il campo magnetico cade.

Il dispositivo è quindi chiamato *elettromagnete*.

La realizzazione di un elettromagnete si ottiene esaltando la struttura schematizzata in fig. 1-51; ma per meglio intendere il funzionamento del dispositivo, studiamone il comportamento partendo dalla struttura elementare.

Supponiamo cioè di avvolgere il conduttore rettilineo di partenza (fig.1-52) a mo' di spira circolare singola: esaminiamo cioè il passo intermedio fra le figg. 1-52 e 1-53.

Le due viste di questa spira o, meglio, delle nuove linee di forza, sono riportate in fig. 1-54; nella zona centrale della spira, le linee di forza vengono ora ad essere più concentrate lungo l'asse centrale ed attorno ad esso.

Allora due spire avvicinate ed affacciate danno luogo, per l'azione concomitante e sovrapponentesi dei singoli campi, ad una maggior concentrazione di linee di forza, e quindi ad un campo magnetico risultante di intensità maggiore.

Quindi, disponendo un numero qualunque di spire contigue ed allineate, il campo che ne risulta è principalmente concentrato in un fascio di linee di forza addensate attorno all'asse, che percorrono il dispositivo secondo il tragitto rappresentato in fig. 1-55.

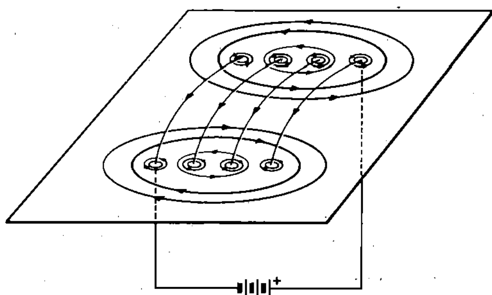


Fig. 1-53 - **Estensione del caso precedente, avvolgendo il conduttore alcune volte. La situazione comincia ad avvicinarsi a quella di un magnete permanente.**

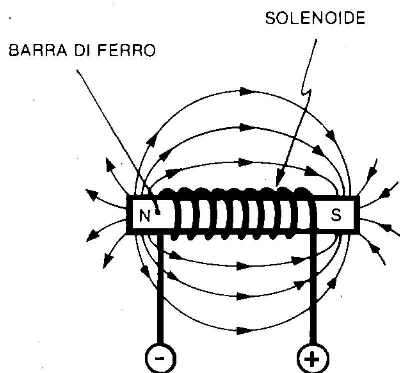


Fig. 1-55 - **Campo magnetico prodotto da un tipico elettromagnete.**

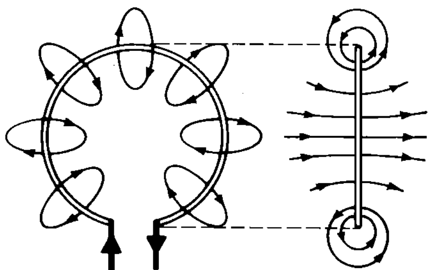
In essa è raffigurata una tipica versione di elettromagnete, consistente in una bobina (il termine ancor più rappresentativo è in questo caso *solenoide*), all'interno della quale è inserito un *nucleo* di materiale ferroso, allo scopo (come meglio vedremo più avanti) di notevolmente rinforzare il campo magnetico.

La situazione è perfettamente analoga a quella di un magnete permanente; la dislocazione dei due poli magnetici N e S può essere invertita semplicemente invertendo la direzione della corrente che scorre nel solenoide.

L'ovvia conclusione è che un solenoide, percorso da corrente, produce, nello spazio circostante, un campo magnetico la cui conformazione è del tutto simile a quella di un magnete permanente avente uguali forma e dimensioni.

Poiché si è visto che il campo magnetico esercita azioni di entità proporzionale alla corrente che lo provoca ed al numero di spire da essa percorse, ed inversamente proporzionale alla distanza delle spire, o per meglio dire alla lunghezza del solenoide, l'*intensità del campo magnetico*, che si indica con H, è espressa dalla formula:

Fig. 1-54 - **Andamento del campo magnetico entro ed attorno ad una spira.**



$$H = \frac{N \cdot I}{\ell}$$

dove:

N = numero di spire
I = corrente
ℓ = lunghezza del solenoide.

Tale formula esprime l'intensità del campo magnetico all'interno di un solenoide (e con migliore precisione nella zona centrale dello stesso).

Il prodotto NI viene indicato col nome delle unità che esprime, e cioè in *amperspire*; comunque l'unita di misura dell'intensità di campo viene espressa in *ampere/m*.

Da notare che, per un solenoide di una certa lunghezza, la stessa intensità di campo si può ottenere in infiniti modi, scegliendo coppie di valori di corrente e numero di spire, purché il loro prodotto dia sempre lo stesso numero (cioè le stesse amperspire).

grandezza	*simbolo*	*unità di misura*	*abbreviazione*
intensità di campo magnetico	H	ampere al metro	A/m

CIRCUITI MAGNETICI

La configurazione già studiata per i circuiti elettrici, nonché le relative grandezze, trovano un ovvio parallelo nel caso dei circuiti magnetici.

Le unità che in questo caso corrispondono (più o meno direttamente) a corrente, tensione e resistenza sono ora "flusso", "forza magnetomotrice" e "riluttanza".

Flusso e induzione

Così come una corrente è costituita da uno spostamento di elettroni in direzione generalmente ben precisa, analogamente un campo magnetico può considerarsi costituito dalle linee di forza, il cui numero totale in un certo circuito magnetico è indicato col termine di *flusso*.

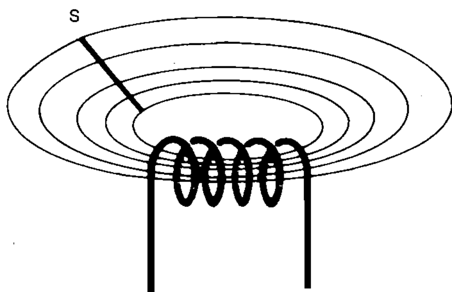
Esso dipende dai materiali presenti, dalle dimensioni del circuito magnetico, e varia direttamente col variare della corrente elettrica.

Esaminiamo il fenomeno più a fondo, riferendoci alla fig. 1-56, che poi non è altro che una semplificazione del caso di fig. 1-55.

Se consideriamo l'andamento delle linee di forza, vediamo che queste, o siano considerate singolarmente, o, più generalmente, comprese in un certo fascio, sono sempre continue, non avendo né principio né fine ma richiudendosi sempre su se stesse; esse quindi si possono considerare come l'espressione rappresentativa di un "flusso" che attraversa ogni sezione elementare del fascio considerato, in certo modo analogamente al flusso di cariche che costituisce la corrente elettrica nei conduttori.

Il flusso totale che attraversa una sezione del solenoide si può considerare, per comodità, suddiviso in tanti fasci elementari, detti "tubi di flusso" paragonabili a delle matasse costituite da un numero finito di linee di forza.

Fig. 1-56 - Schematizzazione di un circuito magnetico, con un "tubo di flusso".



Se allora la sezione attraversata aumenta o diminuisce, possiamo immaginare che le linee di flusso costituenti tali tubi rispettivamente diradino o si addensino, come risulta dalla fig. 1-56; è questa una schematizzazione di comodo, che comunque non contrasta con l'andamento fisico dei fenomeni in esame.

L'unità di misura del flusso magnetico è il WEBER (simbolo Wb) ed il simbolo del flusso stesso è la lettera Φ.

Di uso più normale è però la *densità di flusso* che, come già accennato, consiste nel numero di linee di forza che attraversa una sezione ad area unitaria del circuito magnetico.

Esso viene anche chiamato flusso di induzione o più semplicemente (e normalmente) *induzione*. Si indica con B e si può ovviamente misurare in weber per metro quadrato (Wb/m^2); questa era infatti la vecchia unità di misura.

Ora però, come unità di induzione magnetica è stato adottato il TESLA (T).

grandezza	*simbolo*	*unità di misura*	*abbreviazione*
flusso magnetico	Φ	weber	W
induzione magnetica	B	tesla	T

Riluttanza

La grandezza che rappresenta la proprietà tipica di ogni materiale di opporsi più o meno alla formazione di un campo magnetico, ovvero di lasciarsi più o meno facilmente attraversare dalle linee di flusso (cioè dalle "correnti magnetiche") costituisce cioè l'elemento analogo alla resistenza elettrica, si indica col nome di *riluttanza*.

Il comportamento di tale parametro è identico a quello della resistenza; le combinazioni cioè di riluttanze diverse danno luogo a valori finali ottenibili come visto per le resistenze stesse.

I materiali magnetici corrispondono ai conduttori nell'analogia con le correnti elettriche: essi cioè hanno riluttanza molto bassa; i materiali non magnetici hanno tutti riluttanza elevata, e comunque simile a quella dell'aria.

Quindi, a parità di caratteristiche costruttive di un solenoide, se nell'interno di questo si introduce un blocco di materiale magnetico, il flusso aumenta considerevolmente a parità di corrente circolante, oppure basta un valore molto più basso di corrente per produrre l'identico valore di flusso, rispetto al caso di partenza, in cui entro il solenoide c'era aria.

La riluttanza magnetica si indica col simbolo $\mathfrak{R}$.

INDUZIONE ELETTROMAGNETICA

Abbiamo sin qui spiegato come l'elettricità produce magnetismo: ebbene vedremo ora come valga anche il contrario, esista cioè anche il fenomeno inverso.

Fu Faraday a rendersi conto che un campo magnetico, comunque prodotto, è in grado di provocare passaggio di corrente entro un filo che si muova attraverso di esso; in effetti, affinché il fenomeno si produca, può anche essere il campo magnetico a variare: in un conduttore posto nelle vicinanze più o meno immediate, si verificherà passaggio di corrente elettrica.

Per studiare il fenomeno, riferiamoci all'esempio di fig.1-57, disponendo in sostanza di un magnete posto nelle vicinanze di un solenoide chiuso su un opportuno strumento di misura: in condizioni statiche non succede assolutamente niente.

Avvicinando il magnete, lo strumento nel circuito della bobina indica il nascere di una tensione, o di una corrente, solo però nella fase di spostamento, quindi tale tensione o corrente crolla a zero non appena il magnete si fermi. Allontanando il magnete dalla bobina, di nuovo lo strumento indica una grandezza elettrica, però di segno opposto al primo caso.

Più esattamente, la bobina di prova si trasforma (all'atto dell'avvicinamento del magnete) in un elettromagnete essa stessa, con i poli disposti in modo tale che il polo sud della bobina sarà affacciato al polo sud del magnete che si sta avvicinando: in tal modo i due dispositivi tendono a respingersi.

Viceversa, se allontaniamo il magnete dalla bobina, la corrente che scorre entro essa (sempre a seguito dell'induzione), avrà direzione tale da generare ora un polo nord sul lato affacciato al polo sud del magnete: nascerà quindi una forza di attrazione fra i due che tende a contrastare la fase di allontanamento.

Tutto quanto sin qui descritto si può sintetizzare in questo modo: supponiamo di avere un conduttore elettrico (di forma e dimensioni a piacere) immerso in un campo magnetico (che può essere generato sia da un magnete vero e proprio che da un solenoide percorso da corrente o simile); possiamo anche dire che le linee di forza generate dal magnete si concatenano con il conduttore. Facciamo variare, con un sistema qualunque, il numero di queste linee di forza concatenate, cosa che si può ottenere semplicemente spostando uno dei due elementi, o variando la corrente nel solenoide.

Così facendo, in sostanza, si varia il flusso di induzione che interessa il circuito in oggetto.

Conseguenza delle suddette variazioni è il manifestarsi del fenomeno dell'*induzione elettromagnetica*, che consiste nel nascere di tensioni elettriche o f.e.m. sul conduttore considerato, a spese del campo magnetico.

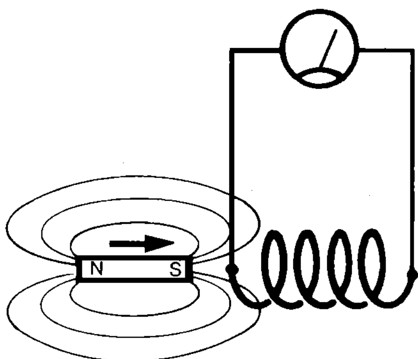
Queste vengono perciò chiamate *f.e.m o tensioni indotte*.

In genere, per ottenere fenomeni di una certa entità e comunque sfruttabili, il circuito è costituito da un conduttore avvolto in più spire, che formano così un solenoide o bobina o matassa; esso in ogni caso viene chiamato *circuito indotto*.

Quindi, se abbiamo una bobina posta nelle vicinanze di una magnete o, più genericamente, un circuito elettrico vicino ad un circuito magnetico, spostando opportunamente l'uno rispetto all'altro, nel circuito elettrico si genera una f.e.m. indotta ai suoi capi se esso è aperto, una corrente indotta che lo attraversa se esso è chiuso.

In ultima analisi allora, tramite l'induzione elettromagnetica, si genera dell'energia elettrica col semplice spostamento di un circuito indotto in un campo induttore: è evidente quindi che il verificarsi del fenomeno dell'induzione deve av-

Fig. 1-57 - Il fenomeno dell'induzione elettromagnetica. Avvicinando un magnete ad una bobina, le linee di forza tagliano le spire inducendovi così una corrente che scorre in direzione opposta a quella dell'avvicinamento.



venire a spese di un lavoro equivalente all'energia prodotta.

Questo ragionamento energetico è convalidato dalla *legge di Lenz*, che dice che la f.e.m. indotta ha sempre un verso tale da determinare una reazione che si oppone al processo di induzione che la genera.

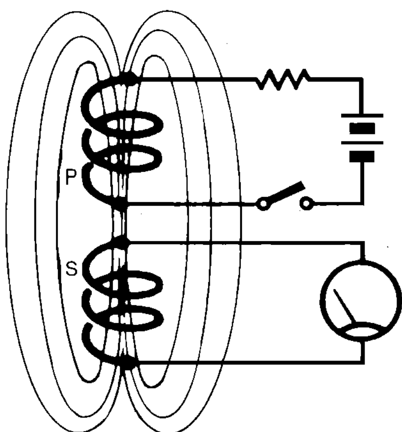
E evidente allora che, per vincere tale opposizione, occorre spendere dell'energia meccanica, che poi è quella che ci ritroviamo in circuito sotto forma di energia elettrica, immagazzinata nel campo elettromagnetico formatosi.

Mutua induzione

Poiché il fatto essenziale che determina il nascere di f.e.m. o di correnti indotte è che venga a variare il flusso di induzione che il circuito elettrico indotto abbraccia, il fenomeno si manifesterà allo stesso modo se tale variazione, anziché avvenire tramite un movimento relativo dei due circuiti, avviene per una modificazione del flusso concatenato, inalterata restando la posizione dei due circuiti stessi.

Quindi se un solenoide percorso da corrente (che in questo caso tiene il posto del magnete induttore), è posto nelle vicinanze di un secondo solenoide, il campo magnetico del primo viene ad interessare anche il secondo e ogni qualvolta

Fig. 1-58 - Il fenomeno della mutua induzione. Quando la corrente in una delle due bobine accoppiate cambia il valore, viene indotta una corrente nell'altra bobina.



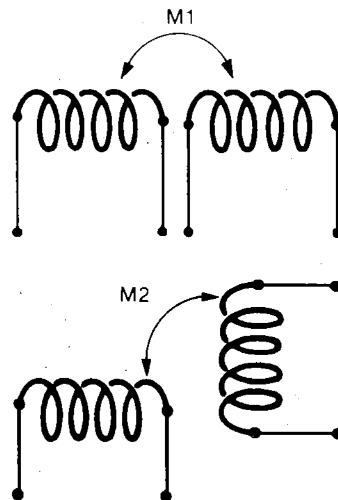


Fig. 1-59 - Due tipi di accoppiamento danno luogo a due diversi coefficienti di mutua induzione.

nel primo solenoide si verifica una variazione della corrente circolante, sul secondo si ha una f.e.m. indotta. Tale f.e.m. dipende dall'entità di variazione del flusso che, generato dal circuito induttore detto anche *primario*, viene abbracciato dal circuito indotto, detto anche *secondario* (fig. 1-58).

Per meglio dire, l'intensità con cui il solenoide secondario risente delle variazioni della corrente del primario (l'intensità cioè della f.e.m. o della corrente indotta) dipende, a parità di costruzione dei solenoidi e di corrente, dalla distanza fra i due (cioè più sono vicini e più, ovviamente, è ampio il fenomeno) e dall'orientamento degli assi relativi (se gli assi sono paralleli o allineati, di nuovo si ha il massimo effetto).

Queste disposizioni reciproche determinano l'*accoppiamento* fra i due circuiti ed il fenomeno così esaminato si definisce *mutua induzione*.

Il flusso che abbraccia uno dei due circuiti quando l'altro è percorso da corrente unitaria è assunto come termine di riferimento per il grado di accoppiamento.

Esso si definisce *coefficiente di mutua induzione* e si indica con la lettera M.

In fig 1-59 sono rappresentati due tipi di accoppiamento, cui di conseguenza corrispondono

due diversi valori di mutua induzione (più elevato quello di M1).

In conclusione, M dipende dalla forma e dalle dimensioni dei due circuiti, dalla loro posizione e distanza reciproca, nonché dalla permeabilità del materiale eventualmente interposto.

Autoinduzione

Si è visto finora che un qualsiasi circuito elettrico, immerso in un campo magnetico comunque creato, purché variabile, è sede di una f.e.m. indotta.

Considerando allora un conduttore percorso da corrente, se questa vien fatta variare, attorno al conduttore stesso si genera un campo magnetico variabile.

Il conduttore in esame, immerso esso stesso in tale campo, viene conseguentemente ad essere sede di una f.e.m. indotta e quindi, in ultima analisi, scorrerà in esso una corrente (indotta) la cui polarità sarà tale da opporsi alla variazione di corrente verificatasi nel circuito, variazione da cui deriva (e ciò sempre per la legge di Lenz).

Questo è il cosiddetto fenomeno dell'*autoinduzione*, che rappresenta cioè l'effetto d'induzione elettromagnetica che ogni circuito esercita su se stesso semplicemente ed esclusivamente in conseguenza delle variazioni della corrente che lo percorre.

Nei paragrafi che seguono si vedranno le conseguenze dirette di questo fenomeno sui circuiti e sui parametri che li caratterizzano.

Qui ci limitiamo a sottolineare che l'entità della tensione autoindotta dipende dal numero delle spire che costituiscono la bobina e dalla corrente che l'attraversa.

La tensione così indotta viene anche indicata col nome di *forza contro-elettromotrice* (o f.c.e.m.).

Quando la tensione applicata alla bobina vi si sta localizzando ai capi, la f.c.e.m. le si oppone, rallentando la comparsa della corrente; quando la tensione applicata si sta azzerando, la f.c.e.m. risulta della stessa polarità, e tende così a mantenere la corrente.

In altre parole, l'effetto dell'auto-induzione è quello di opporsi a qualsiasi cambiamento, specie se brusco, di corrente entro il circuito che ne è dotato (analogamente a quanto visto per la capacità, riferito però alla tensione).

INDUTTANZA

Quando un componente presenta il fenomeno dell'autoinduzione, si dice che esso è dotato di autoinduttanza, o meglio, abbreviando, di induttanza, come vedremo.

Secondo quanto ora visto, l'entità della f.e.m. indotta o, se vogliamo, il flusso indotto in una bobina dipende, a parità di variazione della corrente che la percorre, dalla forma e dai parametri fisici sia del circuito che del mezzo in cui si manifesta il campo.

Tutti questi fattori che fanno dipendere l'entità del flusso, oltre che dalla corrente che l'ha provocato, anche dalla configurazione del circuito e dalla natura del mezzo, vengono conglobati in un coefficiente di proporzionalità, L, tale che

$$\Phi = L \cdot I$$

É appunto il fattore L che viene designato col nome di *induttanza*.

L'unità di misura dell'induttanza è l'HENRY (il cui simbolo è H), che rappresenta l'induttanza di un circuito che, percorso da una corrente di 1 A, genera un flusso di 1 Wb.

Si può anche dire che una bobina ha un'induttanza di 1 H quando ai suoi capi viene indotta una tensione di 1 V da una corrente che varia al ritmo di 1 A al secondo.

Sono di uso comune i sottomultipli:

$$mH = \text{millihenry} = \frac{1}{1000} H = 10^{-3} H$$

$$\mu H = \text{microhenry} = \frac{1}{1000.000} H =$$

$$= 10^{-6} H = 10^{-3} mH$$

Formule esatte per il preciso calcolo dell'induttanza di una bobina risultano piuttosto laboriose; ci basta qui dire che il valore di L, trattandosi della grandezza che tiene conto delle caratteristiche costruttive, è direttamente proporzionale al quadrato del numero di spire ed al diametro dell'induttore, inversamente proporzionale alla sua lunghezza.

grandezza	*simbolo*	*unità di misura*	*abbreviazione*
induttanza	L	henry	H

Reattanza induttiva

É stato ampiamente ribadito come un induttore opponga una certa reazione (inerziale) a che si installi in esso un regime di corrente (continua), reazione che si manifesta col sorgere di una tensione momentanea ai capi dello stesso.

Si supponga ora che attraverso un induttore venga fatta passare una corrente alternata.

Alla successione di valori continuamente variabili e periodicamente invertentisi di tale corrente, l'induttanza si oppone con una reazione continuamente presente; si installa cioè ai capi dell'induttanza, in conseguenza del passaggio della corrente alternata, una tensione permanente, variabile con ritmo legato a quello della corrente.

Vediamo così che si tratta di un comportamento analogo (anche se reciproco) a quello di una capacità.

Tale reazione, consistendo in inerzia opposta all'instaurarsi di un regime di corrente, sarà ovviamente maggiore quanto maggiore è il ritmo di variazione della corrente stessa, cioè la sua frequenza.

E sarà anche tanto maggiore quanto lo è l'induttanza del circuito, in quanto più elevata è l'induttanza, più lo è l'energia che si deve immagazzinare nel campo magnetico dell'induttore.

Quindi, affinché entro un'induttanza scorra una corrente I, ai suoi capi dovrà essere applicata o localizzata, per i suddetti motivi, una tensione:

$$V = kfLI$$

che cioè dovrà essere tanto maggiore, a parità di I, quanto lo sono la frequenza e l'induttanza del circuito.

Ancora analogamente al caso della capacità, il coefficiente di proporzionalità k vale 2 π, e quindi l'espressione precedente, in analogia con la legge di Ohm, diventa:

$$\frac{V}{I} = 2\,\pi fL = X_L$$

Il termine X_L viene chiamato *reattanza induttiva* e si misura in ohm (quando naturalmente f è in Hz ed L in H).

Essa rappresenta la reazione che produce, in conseguenza del passaggio di una corrente alternata, lo stabilirsi, ai capi dell'induttanza, di una tensione V.

Nel caso in cui f sia espresso in MHz ed L in μH, X_L sarà parimenti ottenuto in ohm.

Si può comunque notare che il comportamento delle reattanze, induttiva e capacitiva, è opposto: la reattanza capacitiva diminuisce con la frequenza, la reattanza induttiva con la frequenza aumenta.

Vediamo subito un esempio pratico.

Ci sia da trovare la reattanza di un induttore da 0,33 mH alla frequenza di 14.000 kHz.

Riduciamo le misure date all'unità più comoda, e cioè:

$$0{,}33\ \text{mH} = 330\ \mu\text{H}$$
$$14.000\ \text{kHz} = 14\ \text{MHz}$$

Possiamo allora eseguire il calcolo:

$$X = 6{,}28 \cdot f \cdot L = 6{,}28 \cdot 14 \cdot 330 = 29\ \text{k}\Omega$$

Combinazione di induttanze

La necessità pratica di combinare induttanze in serie od in parallelo non è molto frequente.

In ogni modo, essendo la reattanza induttiva direttamente proporzionale all'induttanza, le combinazioni di induttanze seguono le stesse leggi delle resistenze.

Occorre però precisare che fra induttanze collegate fra di loro non si devono verificare accoppiamenti secondari, cioè non deve esistere mutua induzione; in caso contrario le relazioni date qui non sono più esatte.

Le relazioni che esprimono i valori finali nei due tipi di collegamento sono:

collegamento in serie

$$L_T = L_1 + L_2 + L_3 \ldots$$

collegamento in parallelo

$$\frac{1}{L_T} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \ldots$$

In particolare quindi, per due induttanze in parallelo (caso più probabile) avremo:

$$L_T = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}$$

Andamento tensione-corrente

La reciprocità che, ormai chiaramente, esiste fra i comportamenti di capacità e induttanza vale anche per quanto concerne le relazioni di fase esistenti fra la tensione ai capi di una induttanza e la corrente che tale induttanza attraversa.

Infatti la f.e.m. di autoinduzione che si localizza ai capi di una induttanza (se vogliamo, a causa della sua reattanza) è sfasata in anticipo di 90° (o di 1/4 di ciclo) rispetto alla corrente che la percorre, come riportato in fig. 1-60.

Tale comportamento è naturalmente giustificato dall'andamento fisico del fenomeno; sappiamo infatti che in una induttanza si ha il massimo della corrente solo quando la tensione ai capi, cioè la f.e.m. di autoinduzione, che nasce immediatamente, si riduce a zero e viceversa.

Pure qui il comportamento descritto è rigorosamente vero solo nel caso ideale di induttore perfetto; nella realtà, la presenza di parametri parassiti (pur se modesti) riduce l'angolo di sfasamento ai valori leggermente inferiori.

Effetto pelle

Occorre ancora aggiungere un ulteriore fenomeno che, in determinate condizioni, si oppone al passaggio delle correnti alternate, e questo è l'*effetto pelle*.

Esso discende dal fatto che la resistenza effettiva di un conduttore, quando esso è percorso da una corrente alternata di frequenza elevata, è maggiore che non nel caso della corrente continua, e tanto lo è quanto più è alta la frequenza.

Ciò accade in quanto il campo magnetico presente, generato dalla corrente, agisce, sulla corrente stessa, in modo tale da allontanarla dalla zona centrale della sezione.

Cerchiamo di renderci conto del meccanismo di tale fenomeno.

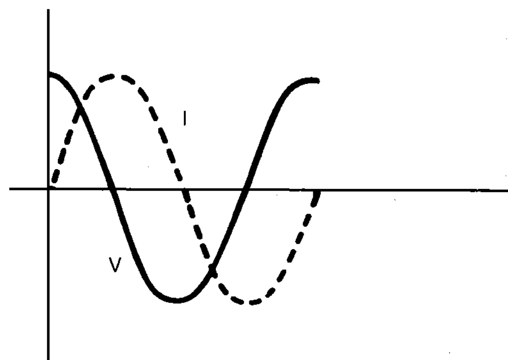
La fig. 1-61 rappresenta la sezione di un conduttore; la corrente alternata che lo percorre genera un campo magnetico le cui linee di flusso circondano il conduttore stesso.

Ma il flusso generato dalla corrente non è solo quello segnato esternamente al conduttore; una parte di esso si svolge infatti anche all'interno dello stesso.

Teniamo presente che la sezione complessiva del conduttore può essere considerata come un insieme di tanti piccoli conduttori in parallelo; se consideriamo uno di questi piccoli conduttori, e cioè un elemento di superficie A, esso sarà interessato dalla porzione di flusso generata dalla corrente che passa attraverso la sezione di raggio r_A, dal flusso cioè esterno alla superficie avente tale raggio.

Invece un elemento di conduttore situato verso il centro è abbracciato da un flusso ben maggiore di un identico elemento situato presso la superficie esterna, ed esattamente dal flusso che attraversa l'intera sezione.

Fig. 1-60 - Relazione di fase fra corrente e tensione di un induttore: la corrente è in ritardo sulla tensione di un quarto di ciclo o 90°.



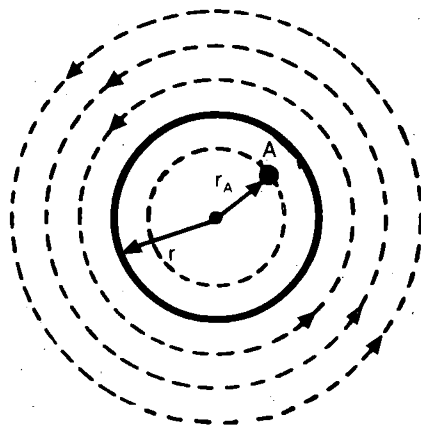


Fig. 1-61 - Linee di flusso attorno ad un conduttore percorso da corrente; la loro disposizione giustifica il cosiddetto effetto pelle.

Dunque l'induttanza che caratterizza l'elemento centrale di superficie è ben maggiore di quella che caratterizza un elemento periferico; la corrente alternata, incontrando nella zona centrale una reattanza molto elevata, preferisce attraversare il conduttore distribuendosi sulla sua fascia periferica e sulla superficie esterna; specialmente poi se si tratta di corrente a radio frequenza, essa passa solo entro un piccolo anello a ridosso della superficie esterna, ove trova bassa reattanza.

Essendo per questo motivo la sezione effettivamente sfruttata molto inferiore a quella totale, la resistenza incontrata ne è sensibilmente aumentata.

Di qui la necessità che, a frequenze alte, siano usati conduttori di diametro opportunamente elevato, onde aumentare la zona esterna della sezione, che praticamente è la sola ad essere attraversata dalla corrente. Per limitare cioè l'effetto di questo fenomeno occorre minimizzare la resistenza offerta dal conduttore nella sua zona più esterna allargandolo il più possibile ed eventualmente trattandolo galvanicamente (cioè argentandolo, per la miglior conducibilità elettrica).

La costante di tempo

Già abbiamo esaminato la dipendenza del tempo con cui il campo magnetico entro una bobina si forma o si azzera dalle grandezze presenti in circuito: maggiore è la resistenza che si ritrova in serie, più breve è il tempo; maggiore è l'induttanza, più lungo è il tempo; e viceversa.

La formula che esprime questi contrastanti andamenti è il seguente:

$$T = \frac{L}{R}$$

ove T è il tempo in secondi, L è l'induttanza in henry ed R è la resistenza in ohm.

In un circuito comprendente resistenza e induttanza, la costante di tempo è appunto espressa dal rapporto L/R; esso rappresenta il tempo affinché la corrente in circuito salga al 63% del suo valore di regime.

Il comportamento e le relazioni già viste per la costante di tempo di un circuito RC si applicano in perfetta analogia (e simmetrica) anche per i circuiti di tipo RL.

Appendice 4: ESERCITAZIONI - APPROFONDIMENTI

CARATTERISTICHE DEI MATERIALI MAGNETICI

Rappresentando la tipica configurazione di un elettromagnete, si è accennato all'opportunità di inserire entro il solenoide un "nucleo" di materiale ferroso allo scopo di aumentare la concentrazione delle linee di forza.

La presenza di questo materiale introduce altri problemi, altre grandezze, che è necessario seppur brevemente analizzare nei suoi aspetti sia positivi che negativi.

Permeabilità

Le linee che rappresentano graficamente l'esistenza del flusso magnetico sappiamo che costituiscono anche un vero e proprio elemento di valutazione del campo magnetico presente e delle conseguenze fisiche ad esso legate.

É infatti norma comune esprimere l'intensità del campo magnetico in funzione del flusso costituito da un certo numero di linee di forza magnetiche.

Fra l'intensità del campo magnetico H e la densità di flusso d'induzione B esiste un legame molto stretto, espresso dalla formula:

$$B = \mu H$$

ove il coefficiente, μ è una costante tipicamente legata al tipo di materiale che si trova all'interno della bobina, nel quale cioè si localizza il campo magnetico più intenso.

Esso prende il nome di *permeabilità*, ed esprime la facilità con cui un campo magnetico può essere provocato in un certo materiale, paragonata con quello riscontrato nel caso di aria.

Per esempio, dire che il ferro ha una permeabilità di circa 2000 significa affermare che l'effetto magnetizzante prodotto in un blocco metallico racchiuso entro un solenoide percorso da una certa corrente provoca una densità di flusso (o

induzione) 2000 volte maggiore di quella che sarebbe provocata se al posto del materiale magnetico vi fosse aria.

Questo conferma che le linee di flusso trovano un percorso molto più agevole nel ferro che nell'aria.

La permeabilità (nel campo magnetico) equivale quindi, sotto certi aspetti, alla conducibilità (nel campo elettrico).

Saturazione

La permeabilità dei materiali magnetici non è costante, bensì è funzione del flusso, dipendendone in modo un po' complesso.

Si prenda infatti un solenoide avvolto su un determinato materiale magnetico; partendo dal valore zero del campo, si cominci a far passare corrente entro il solenoide stesso, aumentandone via via il valore; l'aumento di intensità di campo che ne consegue provoca un relativo aumento di induzione B, che, riportandone i valori su un diagramma, mostra un andamento pressoché lineare fino a valori non troppo elevati di H.

Entro tale campo quindi μ è praticamente costante.

Giunti ad un certo punto (S in fig.1-62), ai successivi aumenti di H non conseguono adeguati aumenti di B, che cresce non più linearmente ma in modo via via meno accentuato.

Tale fenomeno è indicato col nome di *saturazione*, ed il punto in cui cessa la rispondenza lineare fra B e H, nel quale cioè la pendenza non è più costante ma comincia a diminuire, si dice *punto di saturazione*.

Il fenomeno riveste particolare importanza in quanto, se un materiale magnetico viene interessato da un flusso di induzione superiore al livello di saturazione, ciò significa che nel magnete passerà una corrente molto più elevata del valore normale, con conseguenze anomale o addirittura pericolose.

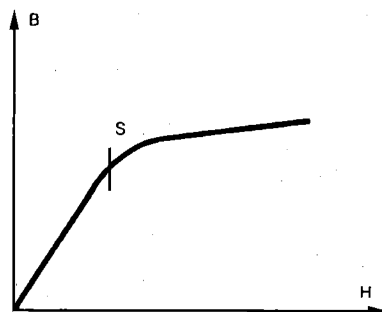


Fig. 1-62 - Grafico che evidenzia, nella relazione esistente fra B ed H, il fenomeno della saturazione.

Perdite nei materiali magnetici

É ormai chiaro che, tutte le volte che si vuole aumentare sensibilmente il flusso entro un solenoide, o altro avvolgimento similare (se ne vuole cioè aumentare, come vedremo, il valore di induttanza), senza dover giungere a valori di N o di I troppo elevati, si inserisce nel suo interno un blocco di materiale magnetico (in genere ferro dolce) che viene denominato *nucleo*.

La presenza di questo materiale provoca, quando la corrente è variabile, delle perdite di potenza su di esso localizzate, obbliga cioè il generatore a fornire una potenza supplementare a quella che va immagazzinata nel campo ed a quella che viene dissipata dal conduttore, e ciò per due cause fondamentali.

1ª causa. Essendo il ferro un conduttore, ed essendo esso immerso nel campo magnetico prodotto da una corrente variabile, diventa esso stesso sede di una corrente elettrica indotta, come precedentemente visto.

Ma trattandosi di un conduttore non perfetto, la corrente in esso circolante incontra naturalmente una certa resistenza, sulla quale si ha una caduta di tensione per effetto Joule.

La soluzione per ridurre il più possibile tale inconveniente consiste evidentemente nel ridurre al minimo la circolazione di detta corrente.

Occorre allora aumentare la resistenza elettrica del circuito percorso da tale corrente (onde limitare la stessa), cosa che si ottiene usando dei ferri ad elevata resistività, ossia contenenti, in certe percentuali, elementi quali ad esempio il silicio, ed inoltre diminuendo la sezione del ferro stesso (così da aumentarne ulteriormente la resistenza). Si risolve quest'ultimo problema riducendo la sezione stessa a lamierini isolati, sovrapposti fra di loro fino ad ottenere le necessarie dimensioni del nucleo, cioè i richiesti valori di induttanza.

Quando la frequenza di lavoro comincia a superare qualche decina di kHz, le perdite di tali lamierini diventano in ogni caso intollerabili; si ricorre allora all'uso di nuclei magnetici costituiti da polvere di ferro, amalgamata con impasti ceramici o resine isolanti e magari in lega con altri minerali (ferrite, ferroxcube, ecc.). Ciò facendo infatti si ottiene un nucleo di caratteristiche magnetiche ben precise, nel quale però le particelle di materiale magnetico sono isolate fra di loro, col che si riducono al minimo le correnti parassite. Questi tipi di materiali magnetici, nelle diverse gradazioni, danno buoni risultati finanche a molte migliaia di MHz.

2ª causa. Il ferro inserito in un induttore e immerso in un flusso continuamente e, più o meno, rapidamente variabile, provocato dalla corrente alternata che lo attraversa.

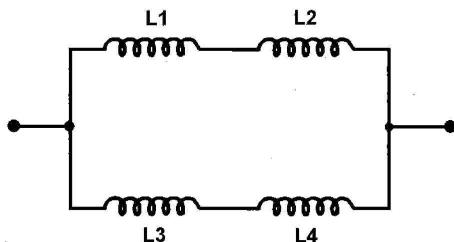
Il ferro presenta una specie di inerzia a seguire tali alternanze nel loro esatto andamento e ritmo; ciò è giustificato dai continui assestamenti molecolari che si devono susseguire onde tener dietro al ritmo della magnetizzazione imposta.

Per vincere tale inerzia occorre ancora una potenza supplementare, fornita sempre dal generatore di corrente, il che rappresenta nuovamente un motivo di perdita.

Esempio di combinazione serie-parallelo

Esaminiamo ora un esempio applicativo di combinazioni di induttanze, consistente in un circuito che comprende due coppie di induttori collegati in serie; tali combinazioni sono a loro volta collegate in parallelo, come risulta dalla fig. 1-63.

Fig. 1-63 - Esempio di induttori collegati a due a due in serie, e le due coppie in parallelo.



Si desidera calcolarne l'induttanza complessiva essendo:

L1 = 10 μH
L2 = 22 μH
L3 = 33 μH
L4 = 47 μH

Il ramo con 10 e 22 μH in serie ha un'induttanza complessiva = 10 + 22 = 32 μH.

Il ramo con 33 e 47 μH in serie ha un'induttanza complessiva = 33 + 47 = 80 μH.

Queste due induttanze equivalenti, collegate in parallelo, danno un valore finale pari a:

$$L1 = \frac{32 \cdot 80}{32 + 80} = 23\ \mu H$$

Circuiti in corrente alternata

IMPEDENZA E LEGGE DI OHM IN C.A.

Quando un circuito, qualsiasi esso sia, contiene solamente della resistenza (o meglio, dei resistori), la legge di Ohm nella formulazione data all'inizio di questa 1ª parte resta assolutamente valida sia il circuito percorso da corrente continua, sia esso percorso da corrente alternata.

In quest'ultimo caso, la corrente viaggia avanti e indietro attraverso la resistenza, secondo il ritmo della tensione applicata, ed è con questa perfettamente in fase.

La dissipazione di potenza avviene identicamente in ambedue le direzioni del ciclo, e resta perfettamente valida anche la legge di Joule a suo tempo studiata.

Le cose cambiano completamente quando ci si riferisce, in un circuito percorso da corrente alternata, ai componenti cosiddetti "reattivi", quando cioè sono presenti capacità e induttanza.

Le motivazioni del diverso comportamento possono essere ricondotte alla differenza di fase che tali componenti provocano fra tensione e corrente; per comodità, la situazione è riepilogata in fig. 1-64.

Combinazioni di reattanze

Si è visto a suo tempo come le reattanze induttiva e capacitiva abbiano effetti esattamente opposti sulle relazioni di fase fra corrente e tensione nei circuiti in cui sono localizzate induttanze e capacità.

Di conseguenza, nei circuiti in cui queste sono contemporaneamente inserite, l'effetto delle rispettive reattanze tende a neutralizzarsi.

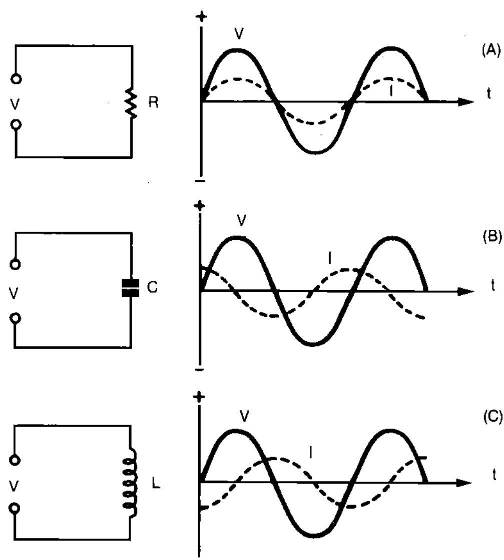
In pratica, quando una bobina ed un condensatore sono collegati, per esempio, in serie in un circuito, uno di essi tende a non fare quello che l'altro invece sta cercando di fare.

E ciò è assolutamente in contrasto col caso di due resistenze, che agiscono ambedue nello stesso modo, nella stessa direzione.

Come conseguenza del fatto che le reattanze introducono sfasamenti di 90° in ambedue i casi, ma di tipo esattamente opposto nel caso di capacità e di induttanza, il loro effetto in circuito viene espresso, matematicamente, con segno opposto; di ciò si ha evidenza grafica dalla fig. 1-64 dove, essendo le V in fase, le I risultano esattamente in opposizione di fase.

Scelto cioè per convenzione positivo il segno degli effetti prodotti dalla reattanza induttiva, dovrà allora indicarsi col segno negativo l'effetto della reattanza capacitiva.

Fig. 1-64 - Relazioni fra tensioni e correnti in circuiti in c.a. costituiti rispettivamente da: sola resistenza (A); sola capacità (B) e sola induttanza (C).



É per questo che l'effetto reattivo combinato di una capacità e di un'induttanza, vale a dire la reattanza totale, è espresso dalla formula:

$$X_T = X_L - X_C$$

quando le due reattanze sono collegate in serie.

Se esse sono in parallelo, la reattanza totale risultante sarà invece:

$$XT = \frac{-X_L \cdot X_C}{X_L - X_C}$$

La situazione circuitale è quella compendiata in fig. 1-65.

Il risultato della combinazione, quando le reattanze sono collegate in serie, può essere sia positivo, il che significa che prevale la reattanza induttiva, sia negativo, nel qual caso è la reattanza capacitiva a prevalere.

Naturalmente, può anche verificarsi il caso che la reattanza risultante sia zero ($Z_L = Z_C$), nel qual caso abbiamo a che fare con un circuito di tipo risonante; la condizione di risonanza sarà studiata più avanti.

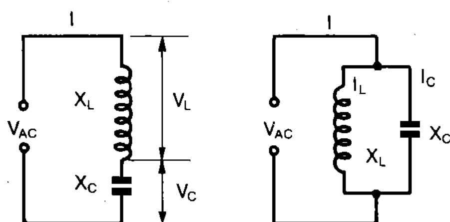
Nel caso di reattanze in parallelo, i risultanti sono analoghi, salvo che, nel caso di $X_L = X_C$, la reattanza risultante ha valore infinito.

Legge di Ohm per sole reattanze

La corrente che passa in un circuito contenente sola reattanza X (sia essa un condensatore o un induttore) è legata alla tensione localizzata ai capi del componente in esame dalla legge di Ohm, sotto le tre forme ormai ben note:

$$I = \frac{V}{X} \qquad V = I \cdot X \qquad X = \frac{V}{I}$$

Fig. 1-65 - Circuiti reattivi in serie ed in parallelo, contenenti i due opposti tipi di reattanza.



In queste relazioni, come sempre, V è espresso in volt, I in ampere e X in ohm.

Vediamo ora un esempio applicativo.

Ai capi di un condensatore la reattanza del quale sia già stata calcolata pari a 40 Ω, sia applicata una tensione alternata di 1200 V.

Per calcolare la corrente alternata che lo attraversa basta applicare la relazione:

$$I = \frac{V}{X} = \frac{1200}{40} = 30 \text{ A}$$

Impedenza

Ricordiamo ancora una volta che le reattanze (pure) introducono uno sfasamento pari a 90° (in più o in meno) fra tensione e corrente, mentre le resistenze (pure) non provocano alcuna rotazione di fase; ciascuno di questi componenti si oppone cioè alla corrente in un modo diverso.

Risulta così facile intuire come la corrente in un circuito complesso (comprendente cioè resistenza e reattanze) non possa essere calcolata semplicemente sommando fra di loro i valori di resistenza e reattanza, anche se figurano tutti misurati in ohm.

Infatti nel circuito vero e proprio avviene che, quando una reattanza ed una resistenza sono combinate fra di loro, l'angolo di fase con cui la corrente circola risulta di un qualche valore compreso fra 0 e 90° rispetto alla tensione applicata.

L'effetto combinato dei due termini reattivi e di quello resistivo, cioè l'opposizione complessiva che il circuito presenta al passaggio della corrente alternata, è indicato col nome di *impedenza* e rappresentato col simbolo Z; si misura in Ω.

Il termine è di uso generale, e può essere applicato a qualsiasi entità di tipo elettrico che impedisca in qualche modo il passaggio della corrente elettrica; esso può quindi riferirsi anche ad uno solo dei termini che lo compongono.

grandezza	*simbolo*	*unità di misura*	*abbreviazione*
impedenza	Z	ohm	Ω

I circuiti contenenti impedenza possono essere schematizzati secondo due tipi fondamentali di fig. 1-66, cioè secondo il collegamento in serie o in parallelo delle parti resistiva e reattiva.

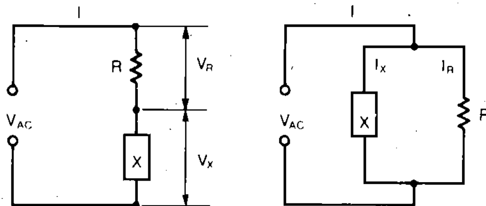


Fig. 1-66 - Circuiti contenenti resistenza e reattanza collegate in serie e in parallelo.

Quando resistenza e reattanza sono in serie, l'impedenza del circuito vale:

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}$$

La relazione discende, in modo abbastanza evidente, dal teorema di Pitagora; infatti, essendo le tensioni ai capi di resistenza e reattanza sfasate di 90°, così da costituire base e altezza di un triangolo rettangolo, la loro combinazione non è altro che l'ipotenusa dello stesso rettangolo.

Quando resistenza e reattanza sono in parallelo, l'impedenza del circuito vale invece:

$$Z = \frac{RX}{\sqrt{R^2 + X^2}}$$

In ambedue le formule qui riportate, la presenza di due o più reattanze variamente combinate fra di loro richiede che esse siano in primo luogo ridotte al valore risultante X, secondo le relazioni fornite in precedenza, dopo di ché tale valore potrà essere immesso nelle formule ora citate.

Per completare il calcolo riferito alle impedenze, la legge di Ohm, di validità generale per tutti i circuiti in corrente alternata che contengono impedenze complesse o anche solo resistenze o semplici reattanze, è espressa secondo la triplice formulazione (prevedibile, data l'analogia con le espressioni precedentemente viste):

$$I = \frac{V}{Z} \qquad V = I \cdot Z \qquad Z = \frac{V}{I}$$

In questo caso, Z è una quantità complessa, che dovrebbe esprimersi secondo nozioni vettoriali, che però esulano dal livello di questa trattazione.

POTENZE

Già si è visto, nell'analoga trattazione riferentesi alle correnti continue, che in un circuito elettrico la potenza vale il prodotto della tensione per l'intensità di corrente.

Nel caso di corrente alternata (che si suppone sempre sinusoidale) i due fattori tensione e corrente variano continuamente ed inoltre possono non essere in fase fra di loro.

Non vi è dubbio che il prodotto fra i valori che, in un determinato istante, assumono la corrente e la tensione ci dà la misura di una potenza, espressa dalla relazione:

$$p = v \cdot i$$

É questa la *potenza istantanea* (le lettere minuscole indicano appunto, per convenzione, che si tratta dei valori assunti in ciascuno istante considerato).

Tale grandezza tuttavia è di scarsa utilità pratica, per la sua continua variabilità nel tempo.

Per valutare la potenza in gioco in un circuito funzionante in corrente alternata occorre quindi estendere la determinazione all'insieme di tutti i valori istantanei possibili, vale a dire all'intero periodo.

Comunque è opportuno, per una misura sempre attendibile della potenza relativa a segnali sinusoidali, riferirsi alla potenza efficace espressa nella forma riferita quindi alla tensione efficace applicata ad una resistenza di carico.

La formula per questo calcolo è quindi:

$$P_{eff} = \frac{V_{eff}^2}{R}$$

A questo punto però è anche opportuno richiamare alcune delle considerazioni già accennate nei precedenti paragrafi.

Considerazioni energetiche

Se ci riferiamo al caso di un induttore, abbiamo già visto che viene immagazzinata energia nel campo magnetico quando la corrente sta crescendo, mentre l'energia viene restituita al circuito quando la corrente sta calando.

Se invece ci riferiamo ad una capacità l'energia viene immagazzinata nel campo elettrico a corrente calante, e viene parimenti restituita al circuito quando la corrente è in fase crescente.

Ora, poiché la corrente alternata, oltre ad invertire periodicamente la sua direzione, ha anche valore continuamente variabile, nei circuiti ad essa interessati si verifica un continuo scambio di energia fra il campo magnetico ed il circui-

to in un caso, fra il campo elettrico ed il circuito stesso nell'altro caso.

In pratica, ed a parte le eventuali perdite di conduttori ed isolanti, *tutta l'energia immagazzinata durante una parte del ciclo viene restituita quando il ciclo s'inverte.*

In altre parole, induttanza e capacità assorbono energia (e quindi potenza) dalla sorgente di alimentazione quasi come si trattasse di un prestito, in quanto la restituiscono indietro tutta; quindi un'induttanza pura, o una capacità pura, non assorbono (e quindi non devono dissipare) alcuna potenza. Ciò nondimeno, la corrente scorre concretamente in circuito quando gli si applica tensione; quindi moltiplicando tensione e corrente che interessano una reattanza pura, che cosa troviamo?

Il numero ottenuto dovrebbe ovviamente rappresentare una potenza; esso però "sembra" solo una potenza, perché non viene effettuato alcun lavoro, non viene cioè attuata alcuna forma di trasformazione di energia: non si tratta di resistenza, non c'è quindi energia elettrica trasformata in calore. Ecco perché quel prodotto tensione-corrente cui sopra si è accennato viene chiamato *potenza apparente* (a volte anche potenza "swattata"), *o reattiva.*

Per distinguere questa grandezza dalla *potenza reale o attiva*, essa si indica con un'unità di misura diversa: si usa infatti per essa il *volt-ampere*, anziché il noto watt. Le due misure sono apparentemente la stessa cosa, salvo che il volt-ampere non esegue alcun lavoro, cosa che invece il watt fa concretamente.

Tutto quanto sopra, sappiamo oramai bene che è imputabile allo sfasamento tensione-corrente provocato dalla reattanza.

In ogni caso allora, per tenere anche conto delle esistenti relazioni di fase, la potenza effettivamente in gioco nel circuito considerato va espressa tramite il prodotto VI $\cos\varphi$, nel quale φ rappresenta lo sfasamento esistente fra le due grandezze alternate I e V.

Possiamo verificare l'esatta rispondenza di questa espressione in due casi limite.

Per sfasamento nullo, cioè carico puramente resistivo (cioè $\varphi = 0$), abbiamo $\cos\varphi = 1$, e quindi si ritorna alla potenza espressa dal prodotto VI, come visto più sopra.

Per sfasamento di 90°, essendo $\cos\varphi = 0$, l'espressione della potenza diventa uguale a zero, il che corrisponde al fatto (sopra accennato) che, quando il circuito comprende solo una reattanza pura (induttiva o capacitiva che sia), la corrente, che in tal caso circola in quadratura (rispettivamente in ritardo o in anticipo sulla tensione), non è associata ad alcuna potenza dissipata

grandezza	*simbolo*	*unità di misura*	*abbreviazione*
potenza apparente	P	voltampere	VA

o fornita utilmente e si dice in tal caso "swattata".

Riepilogando allora quanto sin qui detto, è al prodotto VI che si dà il nome di *potenza apparente:*

$$P_a = V \cdot I$$

É invece al prodotto VI $\cos\varphi$ che si dà il nome di *potenza reale o attiva*:

$$P = VI \cos\varphi$$

e che si misura regolarmente in watt.

Fattore di potenza

La potenza attiva è quella effettivamente consumata, quindi utilizzata, in circuito: la potenza apparente è quella totale assorbita dal circuito, a prescindere dalla sua reale utilizzazione.

Ecco quindi che il rapporto fra le due, cioè $\frac{P}{P_a}$, assume l'aspetto (e l'importanza) di un vero e proprio rendimento.

A questo rapporto, fra potenza consumata e potenza apparente, si dà il nome di *fattore di potenza.*

Dalle due formule citate per P e P_a, eseguendo tale rapporto otteniamo però che:

$$\frac{P}{P_a} = \cos\varphi$$

In effetti, è più frequente indicare la suddetta forma di rendimento col termine di $\cos\varphi$ (anziché di fattore di potenza).

Nella normalità dei casi, vale a dire poi sulle reti di distribuzione dell'energia elettrica, gli sfasamenti esistenti sono causati da forti carichi induttivi (per es. motori elettrici) applicati alla stessa; introducendo in parallelo alla rete delle opportune capacità, lo sfasamento da esse introdotto è di senso opposto a quello induttivo preesistente, cosicché si può avere la compensazione dello stesso e di conseguenza il cosiddetto "rifasamento" del carico.

Tutto ciò in quanto è necessario non arrivare a valori troppo bassi di $\cos\varphi$; si avrebbero infatti, a parità di potenza attiva, valori inutilmente elevati della corrente circolante nella linea di distribuzione (potenza reattiva molto alta), con ovvie nonché indesiderabili perdite.

TRASFORMATORI

Ricordando quanto detto a proposito della mutua induzione, se si ha un induttore percorso da corrente alternata, un secondo induttore, posto nelle vicinanze del primo in modo da concatenarsi con le linee di flusso generate da questo, diventa sede di una f.e.m. indotta, localizzata ai suoi capi.

Applicando ai capi del secondo induttore un carico resistivo, esso sarà allora percorso da una corrente alternata, che, istante per istante, si oppone a quella del primo e ne è quindi in opposizione di fase (in conseguenza della legge di Lenz), ma ha comunque andamento legato a quello di quest'ultima.

Quindi l'aver fatto quanto ora descritto significa aver effettuato un trasferimento di potenza sul suddetto carico a spese del generatore.

Il complesso dei due induttori così accoppiati (ma possono essere anche più di due) costituisce quello che si chiama un *trasformatore*.

L'induttanza in cui si produce il flusso originale, quella cioè collegata al generatore, prende il nome di avvolgimento *primario*; l'induttanza che riceve la corrente indotta, quella cioè collegata al carico, prende il nome di avvolgimento *secondario*.

Se quindi, ai capi del primario, si applica un generatore di f.e.m. alternata, l'avvolgimento sarà attraversato da una corrente (fornita dal generatore stesso) più o meno elevata, a seconda che sia più o meno elevata la corrente che scorre nell'avvolgimento secondario per effetto del carico applicato.

Il nome di trasformatore deriva dal fatto che, secondo il modo con cui sono realizzati (ed accoppiati) i due avvolgimenti, i valori di tensione e corrente che caratterizzano il primario, nel secondario possono essere trasferiti e trasformati secondo rapporti diversi.

Un trasformatore è cioè un dispositivo che serve a trasferire, dal primario al secondario integralmente (a parte le inevitabili perdite di rendimento), un certo ammontare di potenza, cioè un certo prodotto VI, che nel trasferimento resta costante pur variandone i singoli termini V e I, a seconda della sua struttura fisica ed in funzione dei carichi applicati.

Normalmente, un trasformatore si realizza mediante due solenoidi, avvolti affiancati, allineati o addirittura sovrapposti, e gli avvolgimenti possono essere effettuati su uno strato solo o a più strati.

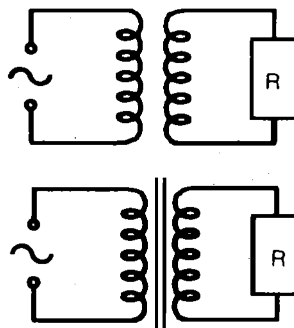


Fig. 1-67 - Rappresentazione grafico-costruttiva di trasformatori senza e con nucleo magnetico.

Tali avvolgimenti, in genere effettuati ed ancorati su un opportuno supporto isolante (rocchetto), possono, in molti casi, avere, entro il suddetto supporto isolante, un nucleo di materiale magnetico, fisso oppure mobile.

La rappresentazione grafica è quella di fig. 1-67.

Al primo tipo appartengono quasi esclusivamente i trasformatori per alte frequenze, in quanto, anche con un numero limitato di spire e dimensioni ridotte, si possono ottenere reattanze elevate (appunto per il valore delle frequenze); inoltre, a tali frequenze, eventuali materiali magnetici inseriti possono avere, per i motivi a suo tempo indicati, perdite rilevanti, il ché ne limita un po' l'impiego.

Invece, quando si lavora a frequenze industriali o ad audio frequenze, gli avvolgimenti primario e secondario (in genere strettamente accoppiati e comunque disposti a strati uno sull'altro) sono avvolti su un nucleo di materiale ferromagnetico (come rappresentato nel secondo tipo), onte ottenere induttanze sufficientemente elevate senza averne, come controparte, dimensioni proibitive.

Occorre ancora chiarire che ciascuno degli avvolgimenti di un trasformatore può essere usato come primario, a patto che tale avvolgimento abbia abbastanza spire (e quindi sufficiente induttanza) per indurre una tensione uguale a quella applicata senza che ciò richieda una corrente eccessiva.

La corrente che scorre nell'avvolgimento primario, quando il secondario non è percorso da alcuna corrente, viene chiamata *corrente magnetizzante* del trasformatore.

Rapporto di trasformazione

Le considerazioni e le relazioni che seguono sono valide se riferite ad un trasformatore ideale, nel quale cioè tutte le linee di flusso dal primario si concatenino con ognuna delle spire del secondario ed inoltre gli avvolgimenti abbiano resistenza nulla; nella realtà comunque esse sono valide con sufficiente approssimazione, specie in riferimento ai trasformatori di tipo industriale o audio.

In ogni caso, per un trasformatore ideale, fra tensione primaria e tensione secondaria vi è lo stesso rapporto che esiste fra il numero di spire dei due avvolgimenti, come indicato in fig. 1-68.

Il rapporto Np/Ns si indica con n e si chiama *rapporto di trasformazione*.

In pratica non si ha mai accoppiamento effettivamente unitario fra i due avvolgimenti, in quanto una parte più o meno piccola del flusso magnetico dal primario non si concatena col secondario, causando il cosiddetto *flusso disperso*; il rapporto ora enunciato è allora esatto a meno di qualche percento.

É già stato appurato che il trasformatore serve a variare i rapporti fra tensioni e correnti, ma non il loro prodotto, cioè la potenza, che ovviamente, salvo le perdite, resta invariata nel trasferimento da primario a secondario; discende allora che, analogamente a quanto visto per le tensioni, il rapporto di trasformazione vale anche per le correnti ma naturalmente in modo inverso, come risulta dalla fig. 1-69.

In altre parole, un trasformatore è una macchina che, se tutto va bene (se cioè prevediamo il caso ideale di rendimento pari al 100%), trasferisce al secondario tutta e sola la potenza assorbita al primario, e quindi dovrà essere $P = V_p \cdot I_p = V_n \cdot I_n$; se il rapporto spire è tale che le tensioni vengano variate, fra primario e secondario, di un certo valore, le correnti dovranno variare in modo esattamente opposto, appunto perché rimanga inalterata la potenza in gioco.

Ricordiamo altresì che, a seguito delle leggi dell'induzione elettromagnetica, la tensione e la corrente indotte sul secondario avranno fase opposta (se gli avvolgimenti sono realizzati con la stessa disposizione) a quelle presenti sul primario; per tale motivo (e nell'ipotesi citata) il verso delle correnti Ip e Is di fig. 1-69 sono contrari.

Dire che un trasformatore serve a variare dei rapporti fra tensioni e correnti è lo stesso che dire che esso serve a variare delle impedenze.

Si abbia infatti un trasformatore, con rapporto di trasformazione n, il cui primario sia collegato ad un generatore ed il secondario ad opportuno carico (fig. 1-70).

Se Vs è la tensione che, proveniente dal generatore, va applicata al carico ed Is è la corrente da esso assorbita, il rapporto Vs/Is coincide ovviamente con il valore di impedenza Zs con cui è stato caricato il secondario.

Dalle relazioni già note:

$$Vs = \frac{Vp}{n} \qquad Is = n \cdot Ip$$

e ricordando che:

$$Zp = Vp/Ip$$

$$Zs = Vs/Is$$

Fig. 1-68 - Rapporto di trasformazione spire/tensione.

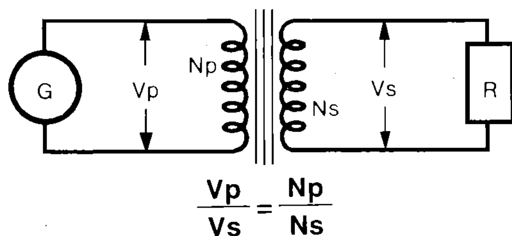
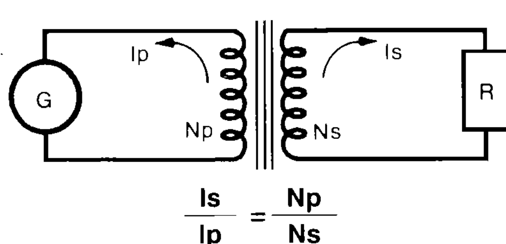


Fig. 1-69 - Rapporto di trasformazione spire/corrente.



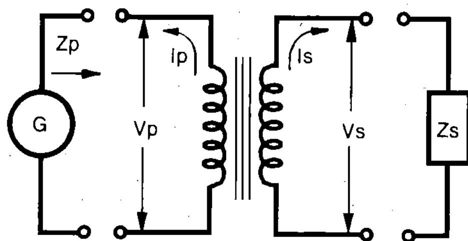


Fig- 1-70 - Trasformazione di impedenze.

con opportuni calcoli si ottiene:

$$n = \sqrt{\frac{Zp}{Zs}}$$

Vale a dire che un carico applicato al secondario ed avente una certa impedenza, viene trasformato (se naturalmente n è diverso da 1) in un carico, considerato direttamente applicato al primario, di valore diverso di impedenza, ed esattamente moltiplicato per un numero di volte pari al quadrato del rapporto fra le spire.

In altre parole il primario "vede" riflesso un carico che dipende dall'impedenza effettiva del carico reale e dal rapporto di trasformazione.

Autotrasformatore

Le relazioni e considerazioni precedenti restano perfettamente valide anche se il carico, invece di essere applicato ad un avvolgimento separato da quello che è collegato al generatore, viene invece collegato ad una presa effettuata sul primario, che rimane quindi l'unico avvolgimento.

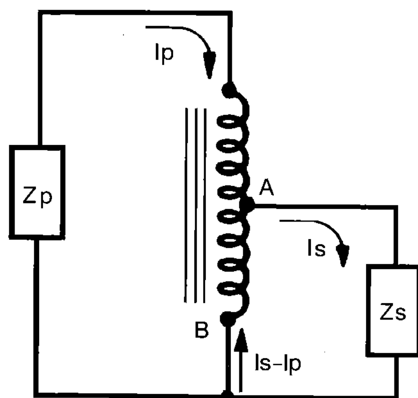
Tale dispositivo si chiama *autotrasformatore*.

In fig. 1-71 è rappresentato il caso in cui l'impedenza del circuito primario sia maggiore di quella del secondario, sia cioè necessaria ai capi di Zs una tensione inferiore a quella su Zp. Osservando il segno delle correnti primaria e secondaria entro l'avvolgimento (riferito ai valori istantanei), si vede come, essendo le due di senso opposto fra di loro, nella parte di avvolgimento comune, cioè nel tronco AB, circoli una corrente risultante I = Is - Ip.

Ciò si ripercuote sulla possibilità di un dimensionamento in certi casi sensibilmente più limitato che nel caso del trasformatore, in quanto viene ad essere diminuita la potenza che interessa tale tronco.

A questo elemento evidentemente vantaggioso fa riscontro il fatto che anche l'avvolgimento secondario (in genere, a bassa tensione), data la connessione primario-secondario, è soggetto in qualche modo alla tensione di rete, quando si tratti di trasformatori di alimentazione, con i conseguenti pericoli.

Fig. 1-71 - Distribuzione delle correnti in un autotrasformatore.



Appendice 5: ESERCITAZIONI DI VERIFICA

Legge di Ohm per impedenze

A titolo di esempio, dato il circuito RLC serie di fig. 1-72, determiniamo la corrente che lo attraversa quando:

$V = 250$ V f = 50 Hz $R = 50\ \Omega$
$L = 500$ mH $C = 10\ \mu F$

Si determinano innanzitutto i valori delle reattanze:

$$X_L = 2\pi fL = 6{,}28 \cdot 50 \cdot 0{,}5 = 157\ \Omega$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 50 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} = 318\ \Omega$$

L'impedenza risulta:

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} =$$

$$= \sqrt{50^2 + (157 - 318)^2} = 168\ \Omega$$

Sarà allora:

$$I = V/Z = 250/168 = 1{,}49\ A$$

Fattore di potenza

Si abbia, inserito sulla rete a tensione V = 220 V, un carico costituito da una resistenza R = 150 Ω e da un'induttanza avente reattanza X_L = 100 Ω (fig. 1-73).

L'impedenza risultante sarà:

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{150^2 + 100^2} = 180\ \Omega$$

Quindi la corrente in circuito vale:

$$I = \frac{V}{Z} = \frac{220}{180} = 1{,}22\ A$$

La potenza reale, poiché in questo l'unico elemento dissipativo è la resistenza R, sarà data ovviamente da:

$$P = I^2R = 1{,}22^2 \cdot 150 = 224\ W$$

La potenza apparente è invece:

$$P_a = VI = 220 \cdot 1{,}22 = 269\ VA$$

Sarà quindi:

$$\cos\varphi = \frac{P}{P_a} = \frac{224}{269} = 0{,}83$$

Calcolo su trasformatore

Supponiamo di applicare 220 V al primario di un trasformatore che abbia n = 10 e in esso scorra una corrente di 100 mA; trascurando la corrente di magnetizzazione, calcolare tensione, corrente ed impedenza al secondario.

La tensione secondaria sarà:

$$Vs = \frac{Vp}{n} = \frac{220}{10} = 22V$$

La corrente secondaria è allora:

$$Is = n \cdot Ip = 10 \cdot 0{,}1 = 1\ A$$

Essendo l'impedenza primaria:

$$Zp = \frac{Vp}{Ip} = \frac{220}{0{,}1} = 2200\ \Omega$$

quella secondaria sarà:

$$Zs = Zp/n^2 = \frac{2200}{10 \cdot 10} = 22\ \Omega$$

come risulta confermato dall'altra relazione:

$$Zs = \frac{Vs}{Is} = \frac{22}{1} = 22\ \Omega$$

Fig. 1-72 - Circuito RLC in serie.

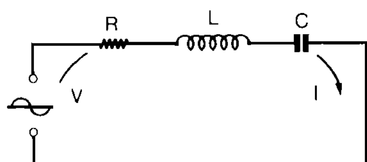
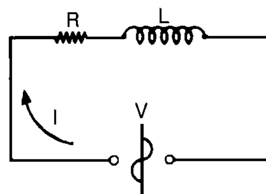


Fig. 1-73 - Carico misto R-L.



Circuiti risonanti

LA RISONANZA

Il punto di partenza del fenomeno che ci accingiamo a studiare è che le reattanze induttiva e capacitiva, non solo dipendono dal valore di induttanza e capacità, bensì anche dalla frequenza applicata: ed il fatto fondamentale è che la reattanza induttiva aumenta con l'aumentare della frequenza ($X_L = 2\pi fL$), mentre la reattanza capacitiva con la frequenza diminuisce ($X_C = \frac{1}{2\pi fC}$).

Gli andamenti delle reattanze, rispettivamente induttiva e capacitiva, sono riportati in fig. 1-74, a proposito della quale occorre precisare che sull'asse verticale è riportato (per migliore evidenza grafica) il valore assoluto, a prescindere cioè dal segno; in realtà, tenendone conto, la curva di X_C dovrebbe trovarsi (ruotata) sotto all'asse orizzontale, cioè nella zona dei valori negativi.

Riferiamoci ad un qualsiasi circuito nel quale siano presenti ambedue i parametri L e C, comunque collegati fra di loro.

É allora evidente, ed inevitabile, una cosa: ad un certo valore di frequenza (unico, ma che esisterà sempre, alto o basso che sia), la reattanza induttiva e quella capacitiva si trovano ad essere uguali.

La frequenza alla quale ciò avviene, per la quale cioè si verifica che:

$$X_L = X_C$$

è proprio quella che si chiama la *frequenza di risonanza* del circuito in cui si trovano le suddette L e C.

Se all'eguaglianza ora citata sostituiamo le formule per le rispettive reattanze, otteniamo la forma risolutiva per la frequenza di risonanza:

$$f_0 = \frac{1}{6{,}28\sqrt{LC}}$$

dove:

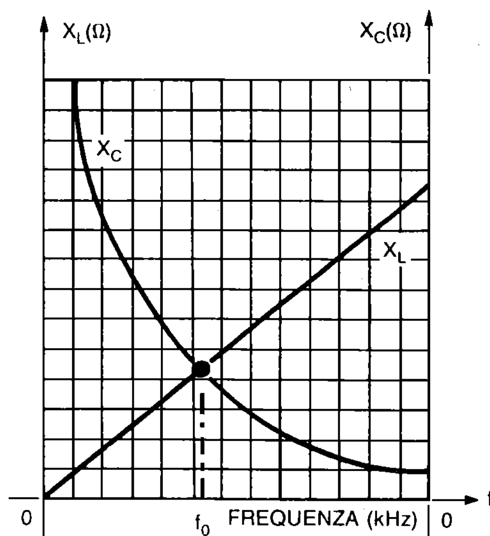
L = induttanza in H
C = capacità in F
F_0 = frequenza in Hz

Risulta spesso più comodo esprimere L e C in unità più modeste (cioè secondo i sottomultipli) quando si ha a che fare con circuiti (e calcoli) a RF.

Più semplicemente si può allora scrivere la formula di cui sopra come segue:

$$f_0 = \frac{159}{\sqrt{LC}}$$

Fig. 1-74 - Andamento delle reattanze induttiva e capacitiva e frequenza di risonanza di un circuito LC.



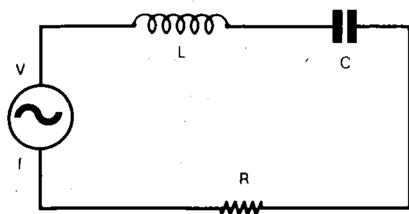


Fig. 1-75 - Circuito RLC in serie.

dove:

L = induttanza in μH
C = capacità in pF
f_0 = frequenza in MHz

Supponiamo di voler trovare, a titolo di esempio, qual'è il valore d'induttanza necessario per risuonare, assieme ad un condensatore da 50 nF, ad una frequenza di 4 kHz.

Innanzitutto, esprimiamo i dati del problema nelle appropriate unità base:

$$f = 4 \text{ kHz} = 4 \cdot 10^3 \text{ Hz}$$
$$C = 50 \text{ nF} = 50 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

La formula della frequenza, per estrarre L che è sotto radice quadrata, dovrà essere tutta elevata al quadrato; quindi:

$$f^2 = \frac{1}{39{,}5 \cdot L \cdot C}$$

da cui:

$$L = \frac{1}{39{,}5 \cdot f^2 \cdot C} = \frac{1}{39{,}5 \cdot 16 \cdot 10^6 \cdot 50 \cdot 10^{-9}} =$$

$$= \frac{1}{31{,}6} = 0{,}032 \text{ H} = 32 \text{ mH}$$

* * *

I modi di inserimento della L e della C in circuito sono come al solito due: in serie ed in parallelo; la frequenza di risonanza è identica nei due casi, mentre molto diverse sono altre caratteristiche.

Ecco quindi un buon motivo per esaminare separatamente i due tipi di circuiti.

Risonanza in serie

Riprendiamo in esame il comportamento di un circuito avente R, L, C collegate in serie e realizzato come in fig. 1-75.

Occorre in primo luogo ricordare che la R non è obbligatoriamente una resistenza effettivamente inserita in un circuito, ma, più genericamente, essa congloba le parti resistive dell'impedenza di L e di C nonché l'inevitabile resistenza interna del generatore.

Sia questo un generatore di tensione alternata, la cui frequenza possa venir variata a piacimento.

Già è noto che le tensioni parziali ai capi di L e di C variano in senso opposto fra di loro col variare della frequenza; infatti V_L cresce con la frequenza mentre V_C diminuisce, esattamente come le rispettive reattanze.

Questo non fa altro che confermare l'andamento di fig. 1-74.

Di conseguenza, elidendosi gli effetti di X_L ed X_C, alla frequenza f_0, in seno al circuito di fig. 75 non c'è più alcuna grandezza che si opponga al passaggio della corrente, a limitare la quale rimane così solamente la resistenza R, come si può agevolmente verificare applicando la legge di Ohm in corrente alternata.

Essendo infatti $X_L = X_C$, ne consegue:

$$Z = \sqrt{R^2} = R$$

É appunto questa la caratteristica fondamentale di un circuito in *risonanza serie*.

Se vengono ora riportate in diagramma le varie letture effettuate al variare della frequenza, si ha conferma immediata di quanto detto, poiché si legge un valore I_{max} (più o meno accentuato) proprio in corrispondenza di f_0.

Questo valore di I_{max} sarà naturalmente espresso dalla formula:

$$I_{max} = \frac{V}{R}$$

Il diagramma in cui sono riportate le letture, raffigurato in fig. 1-76, viene denominato *curva di risonanza* (o anche, in questo caso, "risonanza di corrente").

La curva in oggetto, come sarà chiarito più oltre, con la sua "acutezza" più o meno accentuata, pone in evidenza l'attitudine di un circuito a selezionare, fra le altre frequenze ad esso applicate, la frequenza per la quale il circuito stesso è in risonanza.

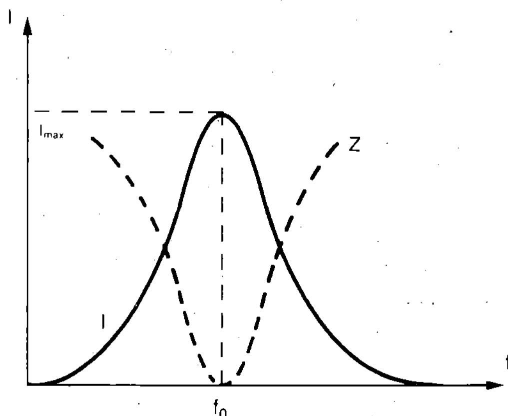


Fig. 1-76 - Curva di risonanza (serie).

Coefficiente di risonanza o Q

Un'altra conseguenza che si può trarre dalle considerazioni dei paragrafi precedenti è la seguente: essendo in caso di risonanza la corrente entro gli elementi L e C limitata solamente dalla R, se R è sufficientemente piccola, le tensioni che si localizzano ai capi di L e di C, cioè sulle rispettive reattanze, singolarmente possono essere di valore molto più elevato della tensione del generatore che alimenta il circuito, essendo proporzionali alle reattanze stesse.

Abbiamo ora posto la condizione di R sufficientemente piccola, e non abbiamo invece fatto l'ipotesi di R = 0.

Formalmente sarebbe possibile, se consideriamo R un vero e proprio componente (tal quale L e C) inserito in circuito: infatti il fenomeno della risonanza si riferisce unicamente ai due componenti L e C, talché per essa non riveste assolutamente alcuna importanza la presenza di resistenze concentrate nel circuito in esame.

Occorre però considerare sempre la presenza di una certa resistenza, sia essa dovuta all'effetto pelle nella bobina, alle perdite nel dielettrico del condensatore, all'azione in qualche modo derivante dal restante circuito: tutti questi effetti agiscono come una perdita di energia, ed equivalgono quindi ad una vera e propria resistenza, anche se noi non la vediamo concretamente presente in circuito.

Quando si desidera ottenere, dal circuito risonante, il massimo della selettività, occorre dimensionare il tutto in modo da ridurre questa resistenza al più basso valore possibile.

Tornando alle tensioni che si localizzano ai capi di L e C, abbiamo allora che, in condizioni di risonanza, sia V_L che V_C possono essere molte decine, ed anche qualche centinaio di volte maggiore di V.

Il rapporto

$$Q = \frac{V_C}{V} = \frac{V_L}{V}$$

definisce il *coefficiente di sovratensione*.

Esso viene più comunemente chiamato Q, ed esprime il fattore di qualità; la sua espressione più esatta è comunque:

$$Q = \frac{X}{R} = \frac{\omega L}{R}$$

il rapporto cioè fra la reattanza dell'elemento (di norma ci si riferisce all'induttanza) e la resistenza globale (di perdita). Talvolta il Q prende anche la denominazione di *fattore di merito*.

Risonanza in parallelo (o antirisonanza)

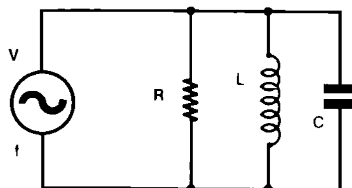
Si passi ora ad esaminare, con le stesse modalità del paragrafo precedente, il comportamento del circuito di fig. 1-77, nel quale L e C sono ora in parallelo fra di loro, assieme alla resistenza R.

Tale resistenza ha qui lo stesso significato che nei casi precedenti, quello cioè di conglobare i vari fattori di perdita; in ogni modo essa è principalmente dovuta ad L, l'elemento che maggiormente può presentare perdite localizzate, e qui ha sempre valore piuttosto elevato.

L'andamento della corrente è in questo caso completamente opposto a quello del circuito precedente.

Infatti alla frequenza di risonanza le due cor-

Fig. 1-77 - Circuito con RLC in parallelo.



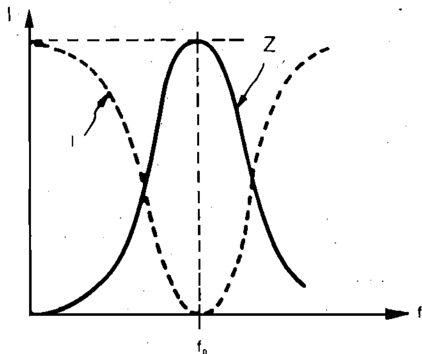


Fig. 1-78 - Curve di antirisonanza (o risonanza parallelo).

renti che, prese a se stesse nonché all'interno della maglia L_C, hanno raggiunto un valore molto elevato, nel circuito esterno alla maglia, avendo esse valore pressoché uguale e senso opposto, si elidono quasi completamente; il generatore fornirà quindi una corrente minima.

Ciò sta a significare che la maglia LC parallelo (contrariamente a quella LC serie) presenta un'impedenza elevatissima alla f_0; dire allora che l'impedenza della maglia, vista dall'esterno, è massima, oppure che minima è la corrente all'interno della stessa, equivale a dire che la tensione ai capi ha il suo massimo valore.

In fig. 1-78 sono tracciati ambedue gli andamenti descritti, dal che si giustifica come, riferito alla curva di I (tratteggiata), il valore di f_0 sia indicato col nome di *antirisonanza* (o anche "risonanza di tensione", se riferito alla curva di V).

E comunque, ricapitolando, l'unica componente dell'impedenza di risonanza resta:

$$Z = R$$

senza alcuna reattanza in parallelo che ne abbassi il valore.

Il Q di un circuito risonante parallelo è sempre espresso dal rapporto fra potenza reattiva e potenza resistiva.

Sostituendo alle due potenze citate i valori corrispondenti, si ottiene in questo caso:

$$Q = \frac{R}{X_L} = \frac{R}{\omega L}$$

Dalla stessa elaborazione deriva anche l'espressione del Q più specificatamente definito come di sovracorrente:

$$Q = \frac{I_L}{I_R}$$

In altre parole (ed in perfetto dualismo con quanto visto per il circuito a risonanza serie), in un circuito a risonanza parallelo la corrente entro l'induttore (o la capacità, è lo stesso) è Q volte più elevata della corrente totale.

Per esempio, una corrente RF di linea di 50 mA provoca, con un Q del circuito pari a 100, una corrente circolante nei singoli componenti uguale a 5 A.

Selettività e larghezza di banda

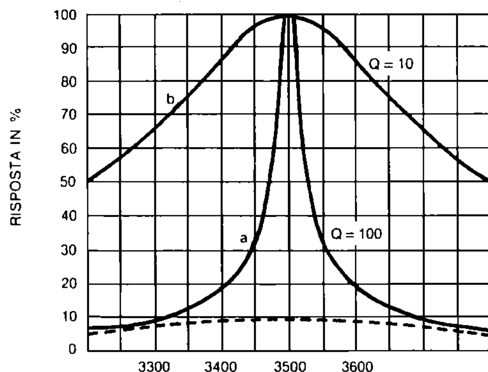
Riferendoci alle curve di risonanza precedenti, l'andamento delle stesse è, per ovvi motivi, grandemente influenzato dalla R di perdita dei circuiti.

Più la R è grande (per i circuiti a risonanza serie) o viceversa piccola (per i circuiti a risonanza parallelo), meno sentito è l'effetto di compensazione fra le reattanze e quindi meno sensibile è il cosiddetto "picco di risonanza".

Riferendoci al Q, ciò allora sta a significare che, più esso è basso, più appiattita risulta la curva.

In fig. 1-79 la curva -a- ha evidentemente un

Fig. 1-79 - Curve di risonanza che mostrano l'effetto del Q sulla tensione misurata ai capi dei circuiti parallelo.



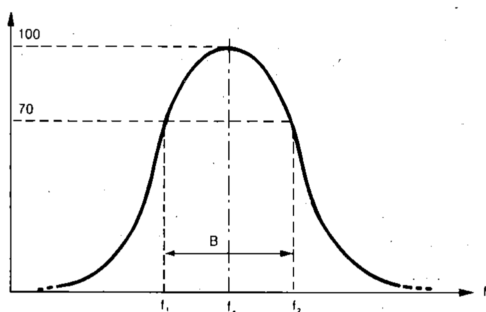


Fig. 1-80 - Definizione grafica del Q e della larghezza di banda B.

Q molto superiore a quello della curva -**b**-.

Il fatto di presentare un picco di risonanza più acuta fa definire il caso -**a**- come maggiormente *selettivo* del caso -**b**-.

Il Q può essere definito e ricavato anche per via grafica.

Se infatti si considera la curva di risonanza di un circuito LC qualunque, la differenza fra le due frequenze, rispettivamente a destra e a sinistra di f_0 per le quali la tensione o la corrente (a seconda si tratti di un circuito parallelo o serie) subisce una diminuzione del 30%, è detta, convenzionalmente, *larghezza di banda*, ed indicata con B.

Questa definizione discende da considerazioni sulla potenza (i due punti citati corrispondono ad una diminuzione del 50% della potenza in gioco) e dipende dal fatto che si può ritenere che i valori della risposta (in tensione o in corrente) del circuito alle variazioni di frequenza siano accettabilmente costanti entro tali limiti.

Se quindi si indicano con f_1 ed f_2 i valori di frequenza cui corrisponde la suddetta diminuzione del 30% nella curva di risposta, la larghezza di banda B sarà uguale ad $f_2 - f_1$, come indicato in fig. 1-80.

Si può allora dimostrare che:

$$Q = \frac{f_0}{B}$$

Ecco quindi confermato quanto già poteva essere intuibile e cioè il fatto che la larghezza di banda è inversamente proporzionale al Q.

Vogliamo a titolo di esempio, calcolare il Q di un circuito i cui limiti di banda siano rispettivamente 7070 e 6930 kHz.

La larghezza di banda vale allora:

$$B = f_2 - f_1 = 7070 - 6930 = 140 \text{ kHz}$$

La frequenza centrale è:

$$f_0 = f_2 - \frac{B}{2} = f_1 + \frac{B}{2} = 7000 \text{ kHz}$$

Possiamo allora avere:

$$Q = \frac{f_0}{B} = \frac{7000}{140} = 50$$

Q dei componenti e dei circuiti

É stato fin qui chiarito come la resistenza di perdita, e quindi la qualità dei componenti inseriti in circuito, sia determinante agli effetti della larghezza di banda.

Già è stato accennato ai diversi fattori di perdita che caratterizzano gli induttori a seconda dei materiali usati, delle dimensioni e degli stessi e delle frequenze in gioco. Per tutti questi motivi il Q degli induttori difficilmente raggiunge e supera valori di qualche centinaio.

Per i condensatori invece la situazione è molto migliore, sia per le dimensioni sia per i materiali che è possibile impiegare; infatti il Q degli stessi è sempre nettamente superiore, e comunque spesso sull'ordine delle migliaia.

Considerando però un circuito risonante nel suo complesso, anche il circuito esterno può avere una grandissima influenza sulla larghezza di banda, in quanto esso pure può introdurre, in aggiunta ad R, degli elementi resistivi che influiscono sul valore della R stessa e quindi sulla potenza dissipata.

É così facile intuire che se alla R, di valore opportunamente elevato (risonanza parallelo), considerata solo come derivante dai fattori di perdita di L (principalmente) e di C di un circuito risonante-parallelo, si aggiunge in parallelo un'ulteriore resistenza dall'esterno, in modo che il valore globale ne venga diminuito, l'effetto di "smorzamento" che ne consegue è più accentuato, cioè la compensazione delle due reattanze è molto meno sentita a motivo della presenza di questa nuova R.

In questa nuova situazione, la diminuzione di

R provoca così una diminuzione di Q: l'aggiunta di una resistenza in parallelo rappresenta in altre parole una nuova via di perdita per il segnale.

Nel caso della risonanza serie, l'eventuale presenza di una resistenza R piuttosto elevata, tende a vanificare l'effetto della risonanza, ad attenuare cioè (più o meno nettamente) il comportamento selettivo del circuito LC.

Rapporto L/C

Sappiamo ormai come la risonanza di un circuito LC si verifichi quando le due reattanze, induttiva e capacitiva, si eguagliano in valore assoluto.

Però, come risulta ovvio dalla formula che esprime f_0 in funzione di L e C, esiste un numero infinito di coppie di valori (per L e C) che danno il medesimo valore di f_0.

Dalle nozioni finora date non emerge invece alcun sistema che indichi le modalità da seguire per scegliere, fra le infinite combinazioni di L e C, quella che eventualmente dia i migliori risultati per il particolare circuito in cui va inserita.

Invece è facile intuire come debba esistere un legame fra l'impedenza del circuito complesso in esame e le singole reattanze che gli elementi L e C presentano alla frequenza considerata. In via del tutto generica si può affermare che, nella normalità dei casi, le impedenze a reattanze summenzionate dovranno essere all'incirca dello stesso ordine di grandezza.

Occorre inoltre tener presente che il Q dei circuiti e dei componenti non è assolutamente costante con la frequenza, bensì varia con essa, ed in modo più o meno sensibile (basti per esempio pensare alle perdite dei materiali, che sono in buona parte funzione della frequenza di lavoro).

Esistono naturalmente dei criteri ben precisi che fissano la coppia L e C, determinano cioè in che rapporto debbano stare questi due valori, onde ottemperare alle particolari condizioni statiche del circuito e cioè: impedenza di carico, frequenza di lavoro, larghezza di banda, nonché altre caratteristiche che vedremo più oltre.

Occorre tuttavia precisare che la trattazione di questi criteri è piuttosto raffinata e complessa, tanto da non permettere l'esposizione in questa sede.

Circuiti risonanti a costanti distribuite

I circuiti risonanti il cui comportamento è stato sin qui esaminato contenevano resistenze, capacità ed induttanze ben localizzate in punti particolari degli stessi, nonché distinte e separate fra di loro; per questo motivo tali circuiti vengono chiamati: a *costanti concentrate*.

Ma in occasione della trattazione generale dei fenomeni elettrici, ognuno dei tre parametri fondamentali R, L e C è stato introdotto e definito ragionando su un semplice conduttore; vale a dire che ogni conduttore, o sistema di conduttori, presenta di per sé valori ben definiti di R, di L e di C, l'importanza e l'azione dei quali sui circuiti che ne sono dotati dipende solamente dal valore della frequenza in gioco.

Per esempio, una barra conduttrice di qualche centimetro di lunghezza e di qualche millimetro di diametro, posta ad una qualunque distanza da altri conduttori, se facente parte di un circuito percorso da una corrente alternata ad audiofrequenze o anche a frequenze di qualche centinaio di kHz, può considerarsi un semplice conduttore, affetto eventualmente da una piccolissima resistenza. Ma se allo stesso circuito viene applicato un segnale avente frequenza pari a qualche centinaio di MHz, la piccola capacità e la altrettanto piccola induttanza proprie della barretta non sono più trascurabili ed addirittura può accadere che ad esse corrispondano reattanze uguali, cosicché la barretta in esame non si comporta più come un semplice conduttore, ma come un circuito risonante alla frequenza in gioco.

Diremo subito che tale circostanza si manifesta quando la dimensione del conduttore considerato è dello stesso ordine della lunghezza d'onda relativa alla frequenza di lavoro, o comunque non trascurabile rispetto ad essa.

Si può giungere a queste affermazioni anche ragionando in altro modo.

Si supponga infatti di modificare un qualunque circuito LC risonante parallelo in modo da ridurre l'induttanza ad una sola spira e la capacità ai due reofori della spira stessa, che continuano affacciati (fig. 1-81); nessuno può negare che la spira sia affetta da una certa induttanza e che i due conduttori paralleli siano affetti da una certa capacità.

Deformando la spira in modo da allineare il profilo coi due conduttori "capacitivi", arriviamo ad ottenere un'unica struttura ad U, cioè a due conduttori rettilinei, paralleli e collegati ad un

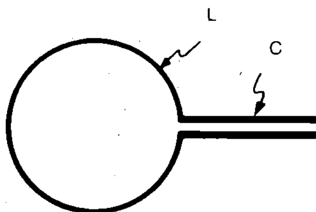


Fig. 1-81 - Circuito LC ridotto alla sua semplificazione di base.

estremo; i due valori di L e C avranno raggiunto un valore magari modesto, ma certamente tale da risuonare su una frequenza senz'altro elevata, comunque ben definita.

Allontanando allora i due estremi liberi, sia l'induttanza che la capacità continuano a diminuire; si arriverà al punto in cui il sistema (avendo aperto del tutto la U) si è ridotto ad un conduttore rettilineo: i due parametri L e C avranno raggiunto un valore minimo, comunque tale da risuonare su una frequenza ben definita, pure se elevatissima.

Ciò che mette conto di osservare subito è che L e C non sono più localizzati in posizioni particolari del conduttore, bensì si trovano distribuiti lungo esso; è per questo che tali tipi di circuiti risonanti si chiamano a *costanti distribuite*.

Ricapitolando quindi, a frequenze dell'ordine delle centinaia e migliaia di MHz, le combinazioni di L e di C necessarie per la risonanza vengono normalmente ottenute mediante queste linee a induttanza e capacità distribuite; esse possono essere realizzate sotto forma di linee doppie parallele o coassiali, o linee semplici affacciate ad altri conduttori: in ogni modo le rispettive lunghezze, distanze e diametri determinano esattamente i valori di L e di C, e quindi di f_0.

Le peculiarità costruttive delle linee a costanti distribuite possono essere modificate e spinte fino a realizzare dei veri e propri tubi o scatole, le cui dimensioni sono tali che essi vengono eccitati da segnali a radiofrequenza la cui lunghezza d'onda è in particolari relazioni con le dimensioni; questi elementi che a tali frequenze (in genere molto alte) risuonano si indicano col nome di *cavità risonanti* oppure *guide d'onda*.

Effetto volano dei circuiti risonanti

Il fatto che in un circuito risonante la corrente percorra i due elementi L e C in senso opposto, secondo un ritmo oscillatorio che è quello legato alla frequenza di risonanza del circuito stesso (identica a quella del segnale ad esso applicato) significa in sostanza che l'energia posseduta globalmente dal circuito, perché cedutagli dal generatore di segnali, passa alternativamente dal campo magnetico (dell'induttore) a quello elettrico (del condensatore) in modo tale che, quando essa è massima nel primo, è nulla nel secondo e viceversa.

In ognuna dei successivi passaggi dell'energia da L a C e da C ad L (e così di seguito), una parte di essa viene trasformata in calore negli elementi dissipativi presenti in circuito (come già visto).

É chiaro allora che se non vi fosse il generatore a fornire continuamente l'energia che viene ad ogni passaggio dissipata, il fenomeno avrebbe ben presto fine, cioè i reciproci "travasi" andrebbero via via riducendosi di entità fino ad estinguersi totalmente, ossia le oscillazioni si "smorzerebbero".

Se fosse possibile realizzare un circuito avente L e C ideali, una volta dato, tramite il generatore di segnale, un impulso a frequenza opportuna, il regime oscillatorio instauratosi all'interno del circuito LC potrebbe continuare indefinitivamente anche dopo aver scollegato il generatore stesso; cioè l'energia da questo ceduta al circuito continuerebbe ad essere scambiata inalterata fra i campi di L e di C.

Naturalmente, nella realtà, la presenza ineluttabile di una R fa sí che ogni regime oscillatorio di un circuito risonante si smorzi in un certo tempo una volta che si sia scollegato dallo stesso il generatore; cioè l'energia precedentemente immagazzinata continua per un tempo più o meno breve a venire scambiata, con identico ritmo, ma con intensità decrescente, fra L e C, fino a che essa venga tutta dissipata su R.

Ricorrendo ad un'intuitiva analogia meccanica, si può affermare che il circuito LC si comporta come un volano, il quale, una volta acquisita una certa energia, la tiene immagazzinata cedendola poco a poco ad un dispositivo meccanico ad esso collegato, consentendogli così un prelievo uniforme di energia finché non ne interviene un nuovo rifornimento al volano stesso.

Esso in definitiva consente di erogare un flusso continuo di energia da un generatore che la

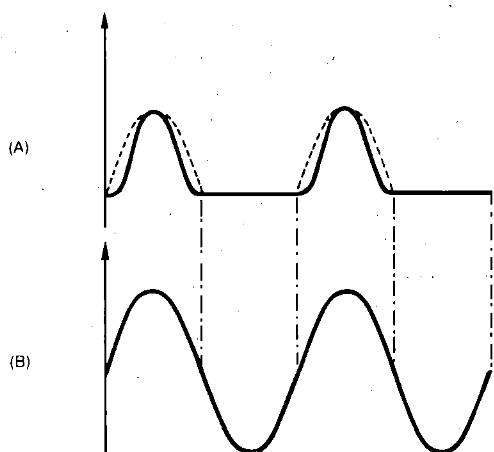


Fig. 1-82 - Conseguenze "grafiche" dell'effetto volano dei circuiti risonanti.

produce ad intervalli regolari, cioè in forma impulsiva.

Perché ciò avvenga è evidente che gli elementi dissipativi dovranno essere ridotti al minimo possibile, il ché val quanto dire che il Q del circuito in esame deve essere il più elevato possibile.

Il caso più tipico in cui l'effetto ora descritto, detto appunto *effetto volano*, viene sfruttato, è il ripristino di una delle due semionde di un segnale sinusoidale che sia stato applicato ad un dispositivo che tale semionda abbia, per un qualche motivo, eliminata, oltretutto deformando anche la semionda rimasta.

Se allora, ad un opportuno circuito risonante, viene applicato ad un segnale di forma uguale a quella di fig. 1-82/A, il segnale ottenuto all'uscita sarà all'incirca della forma di fig. 1-82/B.

In tale figura è evidente che si è supposto il Q del circuito molto elevato, in quanto la forma d'onda è stata ripristinata perfettamente: il Q, e quindi la selettività elevata, consentono una buona selezione della sola sinusoide fondamentale.

L'applicazione di tale fenomeno viene comunque rimandata allo studio degli amplificatori.

CIRCUITI RISONANTI ACCOPPIATI

La funzione tipica di un circuito risonante è quella di selezionare un determinato segnale, avente frequenza pari a quella di risonanza del circuito, per applicarlo su un carico qualunque.

Ora tale carico generico può avere parametri diversi da quelli del generatore e del circuito risonante a questi collegato.

In altre parole il carico può essere caratterizzato da un'impedenza diversa (e anche di molto) da quella vista dal circuito accordato in oggetto.

Le considerazioni che in tal caso si possono fare sono identiche a quanto a suo tempo detto trattando dei trasformatori visti come adattatori di impedenza.

Allora se, per esempio, l'impedenza del carico da collegare è minore di quella del generatore, la soluzione più ovvia è quella di adottare un autotrasformatore, di collegare cioè il suddetto carico ad una presa intermedia, cioè a reattanza opportunamente più bassa, effettuata sul circuito risonante.

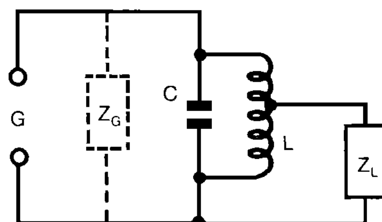
Poiché però gli elementi presenti sono due (a differenza di quanto visto a suo tempo per l'autotrasformatore convenzionale), due sono le modalità per effettuare tale presa.

La stessa cioè può venir effettuata sull'induttanza, nel qual caso, la posizione è esattamente determinabile con la formula, già vista, del rapporto di trasformazione.

Tale soluzione è rappresentata in fig. 1-83.

Il punto di presa può anche essere realizzato mediante un partitore capacitivo, scindendo cioè la capacità C in due valori tali che il loro valore

Fig. 1-83 - Circuiti accoppiati mediante presa sull'induttanza (a partitore induttivo o ad autotrasformatore) per $Z_G > Z_L$.



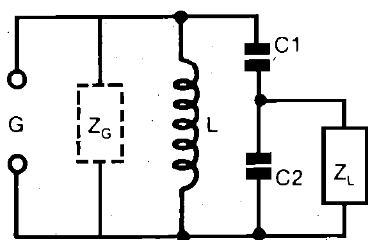


Fig. 1-84 - Circuiti accoppiati mediante partitore capacitivo, per $Z_G > Z_L$.

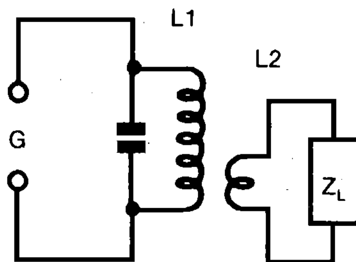


Fig. 1-85 - Circuito accoppiato mediante trasformatore.

globale sia sempre uguale a C, mentre i loro valori parziali rispettino il rapporto fra le impedenze da adattare (fig. 1-84).

Può però sussistere qualche motivo che richieda la separazione del circuito del carico da quello del generatore.

Per esempio può essere necessario usare il circuito di fig. 1-83, nel quale però sia il generatore che il carico siano sottoposti a due tensioni continue, diverse fra di loro.

Il collegamento di fig. 1-83 darebbe luogo ad un passaggio irregolare, e quasi sempre pericoloso, di corrente continua da un circuito all'altro.

Si potrebbe rimediare a tale inconveniente inserendo un condensatore di valore opportuno (che sappiamo costituire blocco per la corrente continua) fra il carico e la presa; ma, ancora, potrebbe sussistere la necessità di chiudere il circuito secondario per la corrente continua, cioè di far sí che la corrente stessa percorresse anche Z_L.

Allora, in ogni caso in cui sia richiesta, per un qualsiasi motivo, la separazione fra generatore e carico, si adotta la soluzione del trasformatore, le cui caratteristiche già sono state esaminate.

In altre parole cioè, nel campo magnetico creato dall'induttanza in questione ed opportunamente vicino ad essa, si pone un secondo avvolgimento; il numero di spire sarà circa pari a quello corrispondente alla presa del caso precedente (fig. 1-85).

Gli avvolgimenti L_1 ed L_2, che continuano a chiamarsi primario e secondario, costituiscono così due *circuiti accoppiati.*

Nel caso di fig. 1-85, L_1 è accordato mentre L_2 non lo è.

Le ultime considerazioni ora fatte valgono anche nel caso che sia $Z_L = Z_G$, e che la presenza dei circuiti accoppiati sia unicamente giustificata dalla necessità di separare il generatore dal carico.

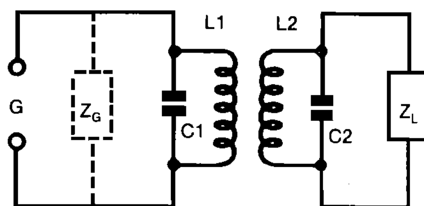
Spesso si rende necessario, o comunque utile, accordare alla risonanza anche il circuito secondario (e ciò si effettua ancora più facilmente nel caso ora accennato di $Z_L = Z_G$), così da esaltare le caratteristiche di selettività complessiva.

Il circuito diventa quindi come in fig. 1-86.

Qui occorre subito osservare che, in considerazione del fatto che la reattanza del condensatore di accordo nel secondario si oppone a quella dell'induttanza, fin quasi a cancellarne l'effetto, una maggiore corrente scorrerà nel circuito stesso, ma ovviamente solo in corrispondenza della frequenza di risonanza.

Si ottiene in definitiva un miglior trasferimento di energia nonché una selettività complessiva più pronunciata.

Fig. 1-86 - Circuiti accoppiati a doppio accordo.



Effetto dell'accoppiamento sull'impedenza

Se un circuito risonante (tipicamente, in parallelo) viene accoppiato in qualche modo ad un altro circuito che costituisca o contenga un carico, l'impedenza ed il Q effettivo ne vengono diminuiti via via che l'accoppiamento diventa più stretto, in pratica via via che i due avvolgimenti vengono avvicinati fra di loro in modo da compenetrarne i flussi.

L'effetto dell'accoppiamento più stretto si ripercuote sul circuito risonante come se una resistenza fosse applicata direttamente ad esso: in altre parole il carico viene "riflesso" direttamente sul circuito risonante attraverso l'accoppiamento messo in opera.

Variando le modalità e le distanze di accoppiamento, varia sia la curva di risonanza che l'ampiezza del segnale.

Appare allora logico definire il grado di accoppiamento fra due circuiti risonanti mediante un numero, indicato come *coefficiente di accoppiamento*, il quale determina, come già visto, il grado di selettività complessivamente ottenibile, e si indica con K.

É intuitivo che il limite massimo che può raggiungere k è 1 (cioè tutto il flusso primario si concatena col secondario); è però altrettanto ovvio che tale valore non può essere in pratica raggiunto per le inevitabili, anche se spesso trascurabili, dispersioni di flusso, cui già più volte si è accennato.

Passiamo ora a verificare, per vari valori di k, come si manifesta graficamente la variazione dell'andamento della curva di risonanza; controlliamo cioè la contemporanea variazione dell'intensità del segnale trasferito e dalla larghezza di banda.

In fig. 1-87 sono riportate diverse curve di selettività, tracciate per diversi valori di k.

Per valori di k piuttosto bassi, cioè con *accoppiamento lasco*, la curva ottenuta è del tipo A; il trasferimento di segnale è cioè lontano dal massimo, però la curva è molto stretta ed appuntita.

Aumentando k, si giunge al valore per cui tutta l'energia del primario (salvo le perdite) si trasferisce al secondario.

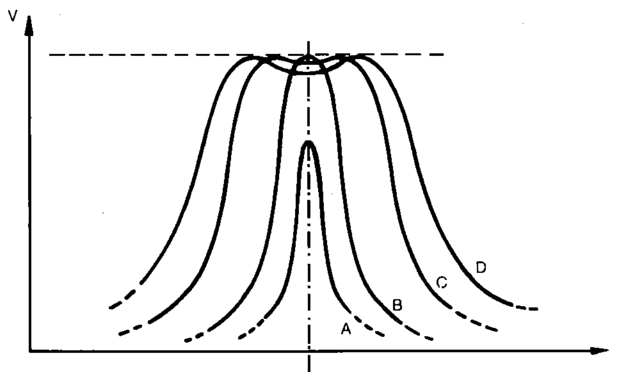
Si verifica in questa condizione, *l'accoppiamento critico*; la curva è quella indicata con B: essa, pur raggiungendo il massimo possibile di segnale trasferito, è ancora sufficientemente stretta ed appuntita.

Superando questo valore di k, i circuiti diventano, come si dice, *sovraccoppiati*.

Si verifica cioè un più accentuato effetto del carico secondario riportato al primario, al punto che, in corrispondenza della frequenza alla quale si aveva la risonanza, la caduta sugli elementi dissipativi provoca addirittura una diminuzione di segnale.

Si ha così l'andamento indicato nella curva C, che presenta, oltre ad un evidente smorzamento ed allargamento, anche un insellamento attorno alla f_0, al punto che l'insieme dei due circuiti può ritenersi risonante per due frequenze distinte tra le quali è compresa la f_0.

Fig. 1-87 - Curve di risposta in tensione (o selettività) per vari valori di k.



Aumentando ancora l'accoppiamento, l'insellamento e l'allargamento diventano, via via più accentuati (curva D).

É chiaro che, a seconda dei particolari impieghi ed esigenze dei circuiti da accoppiare, si può ottenere, mediante opportuno dimensionamento del grado di accoppiamento, tutta un'ampia gamma di prestazioni, che vanno dalla condizione di massima selettività (cui compete però uno scarso trasferimento di segnale) a quella di massima larghezza di banda (compatibilmente però con l'entità dell'insellamento centrale).

Vari tipi di accoppiamento

Sostanzialmente derivati dai circuiti base precedentemente descritti, esistono altri sistemi, più complessi, per accoppiare un generatore ed un carico mediante circuiti accordati.

Tale necessità deriva da particolari esigenze di ottenere, oltre che la richiesta selettività, anche il necessario adattamento di impedenza, condizioni queste che a volte possono non essere contemporaneamente e soddisfacentemente ottenute dai suddetti circuiti base.

In fig. 1-88 sono riportati tre di questi ulteriori sistemi.

Il circuito A deriva da quello di fig. 1-85, di cui sostanzialmente è la versione raddoppiata; le bobine collegate fra di loro che fungono una da secondario di L_1 e l'altro da primario di L_2 sono molto spesso realizzate con pochissime spire (e si chiamano perciò *link),* realizzando così un collegamento a bassa impedenza, nel caso che i circuiti risonanti L_1 C_1 ed L_2 C_2 siano posti ad una certa distanza fra di loro.

Il tipo B è costituito essenzialmente da due circuiti accordati ad accoppiamento misto; infatti le due induttanze possono essere più o meno accoppiate fra di loro, e contemporaneamente il condensatore C_3 (in genere di valore molto più basso di C_1 e C_2) agisce più che altro sulla larghezza di banda necessaria.

Il caso C è la versione raddoppiata della fig. 1-84; in genere C_3 è di capacità superiore a C_1 e C_2, ed è comune (assieme a questi) nella determinazione della frequenza di accordo dei due circuiti (in questo caso in genere L_1 ed L_2 non si accoppiano fra di loro).

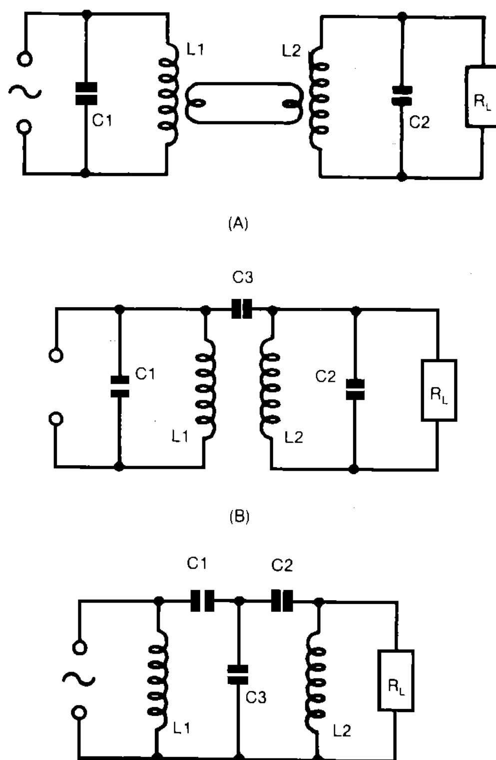
Schermatura e massa

Analogamente ai motivi già detti, in base ai quali il valore k = 1 in pratica non è ottenibile, esistono buoni motivi per cui neppure il valore di accoppiamento zero è raggiungibile, specie nei normali apparati radioelettrici le cui dimensioni, e quindi le distanze fra i vari circuiti, non possono essere molto grandi.

Per questo motivo, una certa parte del flusso che esce da un solenoide, magari anche molto piccola, troverà sempre il modo di concatenarsi con altri solenoidi che si trovino nelle più o meno immediate vicinanze.

Se si vogliono evitare gli effetti, spesso dannosissimi, di questi seppur minimi accoppiamenti, l'unica soluzione è quella di interporre, fra i due o più circuiti in oggetto, un materiale che

Fig. 1-88 - Vari metodi di accoppiamento.



capti e blocchi, per così dire, i rispettivi flussi indesiderabili.

Tale materiale, dovendo in sostanza reagire ai capi presenti, dovrà essere, per le linee di forza che tali campi caratterizzano, un "buon conduttore".

Tanto più che gli eventuali segnali captati da tale materiale devono essere "scaricati" incontrando la minima resistenza possibile onde ottenere la massima efficacia, ad un punto che sia a potenziale zero, rispetto appunto ai segnali alternati presenti, a quei segnali cioè che devono esser cortocircuitati.

Tale punto deve quindi appartenere ad un conduttore, o sistema di conduttori, che sia "freddo" per i segnali in gioco, e ad esso devono essere convogliate e scaricate le correnti di accoppiamento captate dall'apposito materiale, inserito in funzione di schermo.

Questo materiale deve quindi presentare, ai segnali così raccolti, una resistenza molto bassa, per far sí che essi lo percorrano con estrema facilità e si disperdano sul punto freddo.

Normalmente quest'ultimo fa parte di una carcassa metallica (o insieme di conduttori a bassa resistenza) detta *massa*; ad essa normalmente viene collegato uno dei morsetti (in genere negativo) della batteria o di altra fonte di alimentazione, ed esplica la funzione di punto comune di riferimento o di "ritorno".

Per quanto invece concerne il mezzo conduttore da interporre fra i due circuiti fra i quali non si vuole esistano accoppiamenti, cioè lo schermo, esso deve essere di materiale magnetico (cioè ferroso o similare), per presentare, ai campi magnetici esistenti, bassissima resistenza (magnetica, cioè riluttanza).

Analogo problema nasce per i cosiddetti accoppiamenti elettrostatici.

Infatti due conduttori o porzioni di circuiti, anche se si trovano ad una certa distanza costituiscono sempre le armature di un condensatore la cui capacità, specie per frequenze elevate, può costituire elemento di accoppiamento nient'affatto trascurabile.

Per eliminare tale fatto occorre impedire che fra i due elementi il suddetto accoppiamento abbia a verificarsi; e ciò nuovamente si ottiene inserendo fra i due una parete metallica, ancora in funzione di schermo (fig. 1-89).

Tale parete, in questo caso, deve adempiere alla condizione di essere realizzata con un buon conduttore, cioè, per esempio, rame o alluminio

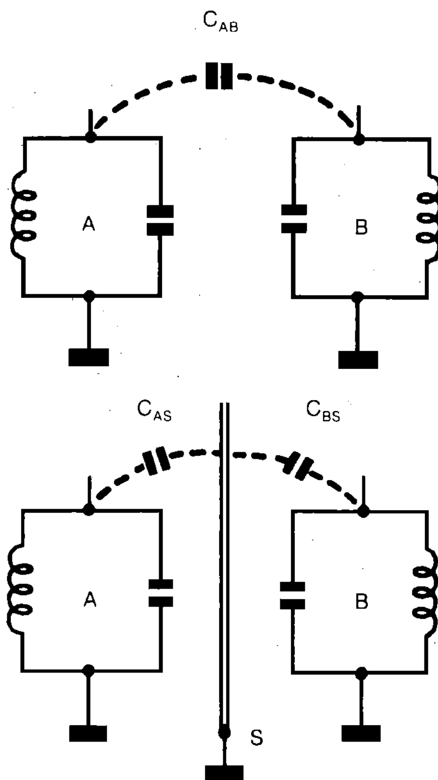


Fig. 1-89 - Schermatura contro gli accoppiamenti parassiti di tipo capacitivo.

(analogamente a quanto normalmente viene fatto per la realizzazione della massa), trattandosi in genere di accoppiamenti elettrostatici.

In altri casi lo schermo può consistere in una scatola che racchiude completamente uno o più circuiti; l'importante è che il sistema schermo / massa costituisca una zona a potenziale zero.

Per ambedue i casi suaccennati, l'efficacia della schermatura può venire perfezionata collegando a sua volta la massa ad una buona "presa di terra", onde scaricarvi sicuramente le correnti disturbanti.

FILTRI

I *filtri d'onda,* o semplicemente *filtri,* sono reti spesso abbastanza complesse, costituite da componenti quasi sempre reattivi, che presentano caratteristiche di selettività nettamente più sofisticate di quanto ci si possa aspettare da un circuito risonante di quelli già visti.

In molte applicazioni infatti, le caratteristiche di selezione o di attenuazione ottenibili dalle combinazioni di L e C che costituiscono i circuiti risonanti non sono assolutamente sufficienti o appropriate.

Per esempio, può essere necessario disporre di una curva di risonanza molto stretta ed acuta (naturalmente, in riferimento alla f_0); oppure, può servire una curva di selettività non troppo stretta e limitata (sempre rispetto alla f_0), ma il cui andamento dei fianchi debba essere quasi verticale, e quello della testa pressoché piatto per tutta la larghezza della banda; può ancora verificarsi la necessità di lasciar passare tutte le frequenze fino ad un certo valore ed eliminare bruscamente le altre da quel valore in poi; può infine essere necessaria una decisa esaltazione od attenuazione di una certa frequenza o banda rispetto alle altre frequenze.

Tutti questi requisiti possono ottenersi con combinazioni più o meno complesse di L e C, le cui caratteristiche naturalmente discendono sempre dalle proprietà intrinseche della risonanza e dall'antirisonanza; tali circuiti LC complessi sono appunto chiamati *filtri.*

Un filtro elettrico quindi agisce come tale in virtù della sua proprietà di offrire impedenze estremamente diverse alle frequenze da eliminare ed a quelle utili.

I circuiti LC elementari che costituiscono i filtri vengono chiamati *celle*; un filtro è sempre costituito da un certo numero di tali celle (in genere non superiore a 10), in relazione alla rigorosità delle esigenze.

Tali celle elementari si comportano in due modi fondamentali ed appartengono quindi a due classi opposte, le cui caratteristiche vengono qui di seguito accennate:

a) *cella passa-basso* (PB), che ha la caratteristica di eliminare tutte le frequenze superiori ad

Fig. 1-90 - Curva di risposta di un tipico filtro passa-basso (P.B.)

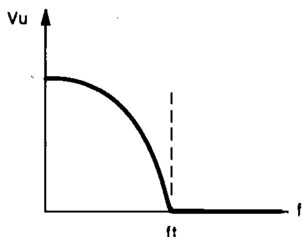
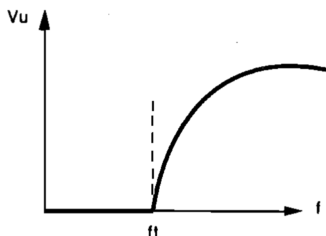


Fig. 1-91 - Curva di risposta di un tipico filtro passa-alto (P.A.).



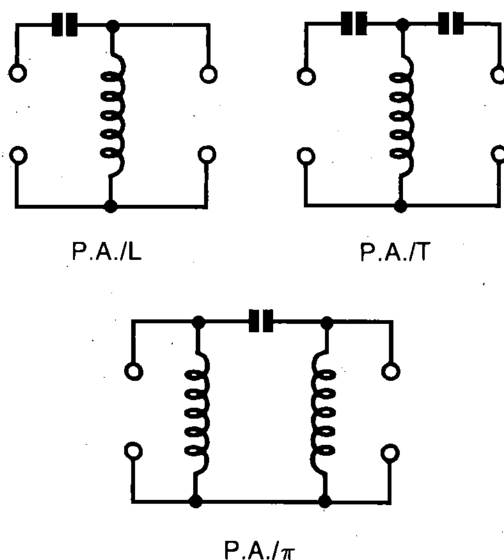


Fig. 1-92 - Celle di filtro elementari nelle tre classiche versioni passa-alto.

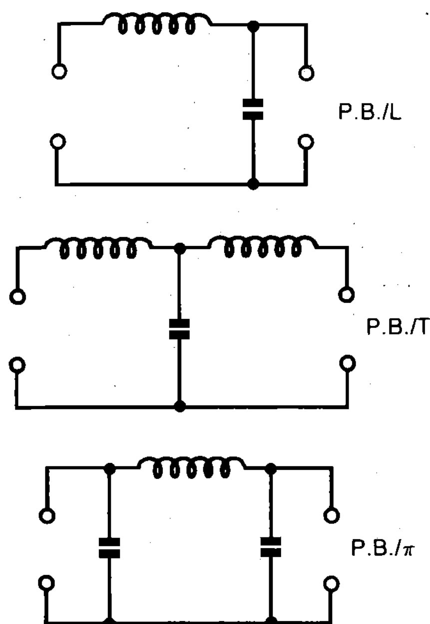
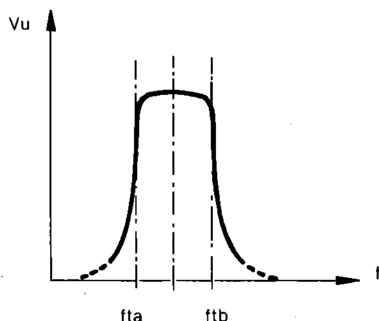


Fig. 1-93 - Celle di filtro elementari nelle tre classiche versioni passa-basso.

un certo valore f_t detto frequenza limite o *di taglio*; la fig. 1-90 ne mostra l'andamento;

b) *cella passa-alto* (PA), che ha la caratteristica di eliminare tutte le frequenze inferiori ad un certo valore, che ancora viene indicato con f_t e chiamato frequenza di taglio; la fig. 1-91 mostra l'andamento di tale cella.

Fig. 1-94 - Risposta di un filtro passa-banda.



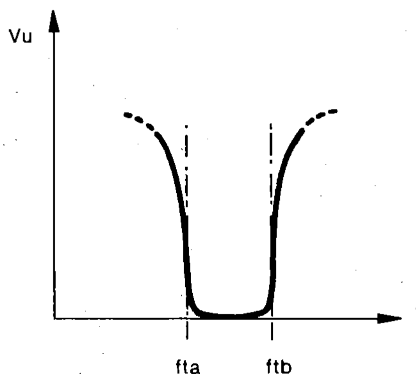


Fig. 1-95 - Risposta di un filtro elimina-banda.

Le sezioni base che costituiscono i filtri sono: cella ad L (rovescio), cella a T, cella a π (pigreca).

In fig. 1-92 sono rappresentate le tre celle fondamentali summenzionate nella versione passa-alto.

In fig. 1-93 le tre celle sono invece rappresentate nella versione passa-basso.

Da questi tipi fondamentali ne discendono altri che si ottengono con opportune combinazioni e compenetrazioni di essi.

É evidente, per esempio, che combinando un filtro PA con un filtro PB, aventi frequenze di taglio diverse si hanno due possibili conseguenze.

Se la f_{ta} del filtro PA è inferiore alla f_{tb} del filtro PB, è chiaro che il complesso si comporta come un unico filtro suscettibile di lasciar passare solo le frequenze comprese fra f_{ta} ed f_{tb}.

Esso permette quindi una banda passante fp = $f_{tb} - f_{ta}$ ed è detto appunto *filtro di banda,* o meglio *passa-banda.*

La sua curva di attenuazione è rappresentata in fig. 1-94.

Per contro è possibile combinare opportunamente due filtri PA e PB in modo che ne risulti un complesso filtrante tale da eliminare la banda compresa fra f_{ta} ed f_{tb}.

É questo il caso del filtro *elimina-banda*, il cui andamento è rappresentato in fig. 1-96.

Naturalmente la banda attenuata è data da $f_c = f_{tb} - f_{ta}$.

PIEZOELETTRICITÀ

Un comportamento analogo a quello dei circuiti risonanti è fornito dal *cristallo piezoelettrico*; esso però è basato su oscillazioni meccaniche.

La possibilità di sfruttare la proprietà degli oscillatori meccanici per pilotare circuiti elettrici deriva da una caratteristica particolare di cui godono alcune sostanze allo stato cristallino, e più particolarmente il quarzo.

Si dice che queste sostanze sono *piezoelettriche*: cioè all'esercitarsi di una pressione (meccanica) sul cristallo secondo certi suoi assi geometrici ben determinati si manifesta, agli estremi di tali assi (e quindi sulle relative superfici), la comparsa di cariche elettriche di opposto segno; e viceversa, applicando un campo elettrico secondo gli stesi assi, si manifesta una pressione meccanica, e quindi una conseguente deformazione (elettrostrizione).

É evidente che invertendo le azioni meccaniche si invertono quelle elettriche, e quindi ad uno stato di tensione meccanica corrisponde il nascere di una polarità inversa a quella conseguente ad una pressione; analogamente avviene se, reciprocamente, si inverte il campo elettrico applicato.

In ogni caso, per mettere in evidenza e sfruttare queste proprietà, occorre tagliare il cristallo a lamina od a piastrina, in modo che si presentino parallele due superfici ben precise di esso.

Il quarzo così tagliato offre la peculiarità fondamentale di presentare una risonanza meccanica, la cui frequenza naturale dipende dalle dimensioni (principalmente lo spessore) e dall'orientamento degli assi cristallografici, e che comunque va a cadere normalmente nel campo delle radiofrequenze.

In questo particolare funzionamento, il cristallo di quarzo presenta le caratteristiche di un circuito in risonanza serie, con un elevato rapporto L/C ed un altissimo Q, enormemente più elevato di quello ottenibile con i migliori circuiti LC (normalmente molte decine di migliaia). In fig. 1-96 è riportato il circuito elettrico che equivale al quarzo nel suo funzionamento.

La resistenza R è inserita in circuito allo scopo di mettere in conto le perdite di potenza che si verificano quando il quarzo compie le sue oscillazioni meccaniche.

Poiché la lastrina di quarzo deve essere montata fra due elettrodi metallici per essere sostenuta e collegata, il complesso che così ne risulta equivale ad una capacità, pur se modesta, che figura in parallelo al quarzo stesso (Cp).

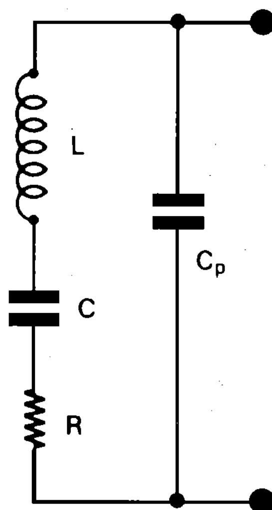


Fig. 1-96 - Circuito equivalente di un quarzo in risonanza elettromeccanica.

Il cristallo di quarzo viene prodotto e confezionato in varie forme; normalmente si tratta di una lastrina circolare, opportunamente metallizzata per il collegamento dei reofori d'uscita; il tutto è inserito in un contenitore metallico (in genere a tenuta stagna e in presenza di gas inerte).

Le frequenze di vibrazione più normali per le quali vengono tagliati i quarzi vanno da qualche centinaio di kHz a poco oltre i 20 MHz.

Comunque vengono realizzati quarzi anche per frequenze più basse, limitatamente col notevole ingombro che ne deriva.

Il limite superiore è invece determinato dal bassissimo spessore delle lamine, con conseguente fragilità ed impossibilità di pratica lavorazione.

Filtri passa-banda

Una prima, classica applicazione dei risonatori piezoelettrici la troviamo proprio nella realizzazione di filtri passa-banda di caratteristiche di selettività estremamente sofisticate.

Per esempio, larghezze di banda passante pari a 3 kHz o meno (tanti bastano per la pura e semplice gamma acustica) a svariati MHz di fre-

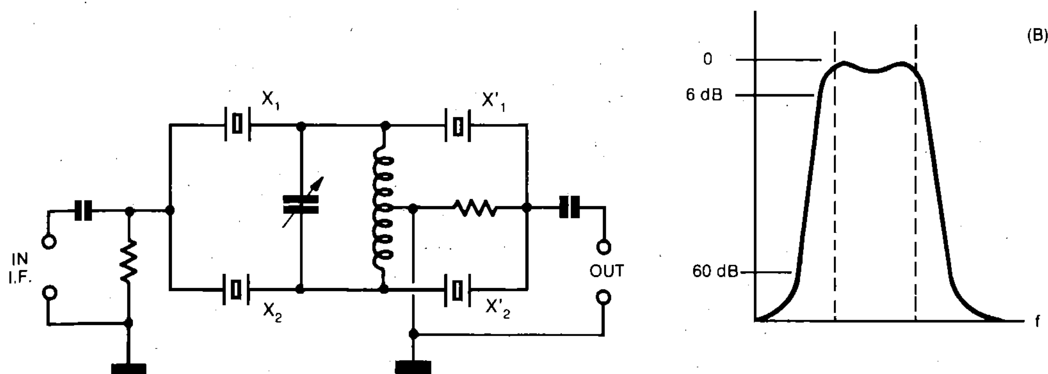


Fig. 1-97 - Filtro passa banda a cristalli in versione a traliccio, con la relativa risposta in frequenza.

quenza centrale, con attenuazione di migliaia di volte a 2 o 3 kHz di distanza, si possono ottenere con una certa facilità solamente da circuiti accordati aventi Q elevatissimi, quali abbiamo visto essere ottenibili solo con l'uso dei cristalli di quarzo.

Collegando quindi 2, 4 o anche 6 quarzi, aventi frequenza opportunamente distribuita attorno alla frequenza centrale della banda passante, nei modi indicati per esempio dalla fig. 1-97, si ottengono curve di selettività volta a volta più ristrette e di forma quasi rettangolare.

Le frequenze di X_1 e X_2, sono simmetriche rispetto ad f_0 (frequenza centrale del filtro), e distano di 1,5 ÷ 2 kHz circa.

Altro parametro molto importante nella scelta, e quindi nella costruzione, dei filtri a quarzo è l'attenuazione fuori banda; occorre infatti evitare che risonanze spurie dei quarzi diano luogo, immediatamente fuori della banda passante, a risposte spurie di entità tale da determinare insufficiente attenuazione, e quindi interferenze con altri canali.

Oltre a questi tipi, sono di uso abbastanza comune anche i *filtri meccanici*.

Il loro funzionamento si basa sul fenomeno della *magnetostrizione*: certi materiali, detti ferromagnetici (per esempio il nikel) o, ancor meglio, certe leghe, posti in un campo magnetico, variano la loro lunghezza secondo l'intensità e la direzione di esso.

Inserendo una sbarretta, opportunamente sagomata, di questi materiali entro una bobina percorsa dal segnale RF alla frequenza della banda che si vuole trasmettere, se le dimensioni della sbarretta sono tali che la sua risonanza meccanica coincida con la frequenza del campo in cui essa è immersa, il dispositivo risuona comportandosi come un circuito accordato a Q elevatissimo; la particolare sagomatura permette altresì di avere la banda passante desiderata.

Ciò significa di nuovo che i segnali fuori da tale banda passante vengono fortemente attenuati.

Questo tipo di filtro viene normalmente realizzato per frequenze di centinaia di kHz, e fornisce ottime prestazioni; la sua limitazione consiste sia nella massima frequenza raggiungibile, che non è molto alta, sia nella difficoltà di lavorazione che nelle perdite dei materiali a frequenze elevate.

Trasduttori e strumenti

TRASDUTTORI

Per quanto concerne la nostra trattazione, si intende per *trasduttore* ogni dispositivo atto a trasformare un segnale di natura generalmente acustica in segnale elettrico, o viceversa.

Lo scopo di tale trasformazione deriva in sostanza dalla necessità di far udire i suoni a distanze maggiori di quanto non lo consentano i naturali mezzi di produzione e di ascolto dei suoni stessi.

I dispositivi classici per le due siffatte trasformazioni sono fondamentalmente il microfono ed il ricevitore telefonico.

Le diverse versioni vengono qui di seguito esaminate.

Microfoni

Il *microfono* è il classico traslatore acusto-elettrico, in quanto trasforma un'onda acustica in una corrispondente variazione di un parametro elettrico opportunamente stabilito.

Più comunemente usati sono i tipi piezoelettrici e magnetici, ma non si può evitare di accennare al tipo più classico, quello cioè a carbone.

Il *microfono a carbone* (fig. 1-98) è essenzialmente costituito da una membrana che viene posta in vibrazione dalle onde acustiche prodotte nelle più o meno immediate vicinanze; tali vibrazioni si trasmettono ai granelli di carbone che con essa sono a contatto, e ne determinano successive compressioni e decompressioni.

Poiché la resistenza elettrica del carbone è proporzionale alla pressione su di esso esercitata dalla membrana, si ottiene in definitiva una corrispondente variazione nella resistenza totale offerta dal dispositivo, col risultato di far variare anche la corrente che scorre nel circuito.

Queste variazioni di corrente, di ritmo identico a quello delle onde acustiche e di intensità proporzionale, si localizzano ai capi di una resistenza R di carico, pur essa parte integrante del circuito, come variazione di tensione.

Ai capi di tale resistenza si ha quindi un segnale elettrico corrispondente a quello acustico che ha investito la membrana.

Il microfono a carbone ha il pregio di fornire un'elevata tensione (diversa centinaia di mV), ma offre per contro l'inconveniente di una riproduzione poco fedele.

Il *microfono a cristallo* sfrutta l'effetto piezoelettrico, nella forma reciproca a quella sfruttata per gli oscillatori a quarzo.

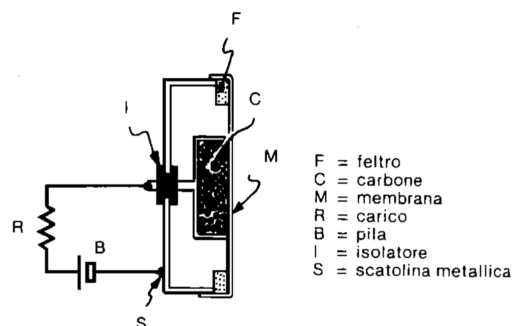
In esso il suono viene raccolto da un leggerissimo cornetto di alluminio che trasmette le vibrazioni al cristallo, facendolo flettere alternativamente.

La d.d.p. che il cristallo sviluppa fra due opposte facce viene raccolta da due sottilissimi nastri fissati alle superfici stesse.

Tale d.d.p. è molto meno elevata di quella fornita dai microfoni a carbone, ma per contro il suo andamento è più fedele al segnale acustico.

Un terzo tipo di microfono, quello *dinamico o magnetico*, di uso frequente, è di costruzione e

Fig. 1-98 - Rappresentazione schematica di microfono a carbone: f = feltri; c = granuli di carbone; m = membrana vibrante.



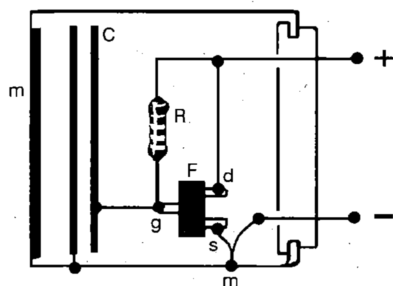


Fig. 1-99 - Struttura interna di un microfono a condensatore; m è la membrana di protezione, "trasparente" per le onde sonore, mentre C sono le armature del condensatore (è indicato anche il circuito amplificatore incorporato).

funzionamento molto simili all'auricolare telefonico o ancor più all'altoparlante.

Se ne rimanda quindi al paragrafo seguente la descrizione, nell'evidente intesa che, in tale impiego, essi effettuano la trasformazione inversa.

Accenniamo invece brevemente ad un ulteriore tipo di microfono la cui costruzione si ricollega direttamente al tipo a cristallo: si tratta del microfono *ceramico*.

Infatti anche i materiali ceramici opportunamente "additivati" presentano il fenomeno della piezoelettricità, ed anzi in entità più rilevante che non il cristallo di quarzo o simile.

Rispetto al tipo a cristallo il microfono ceramico presenta una tensione d'uscita ed un'impedenza più elevate.

Infine un tipo che è diventato di largo impiego negli anni recenti (per i notevoli miglioramenti tecnologici e le modeste dimensioni), è il cosiddetto microfono *a elettrete*, ovvero *a condensatore* (fig. 1-99).

Esso fa uso di un blocchetto di materiale isolante speciale contenente una polarizzazione dielettrica (ovvero una quantità di carica) costante sulle sue superfici ed è quindi caratterizzato da una capacità C ben definita. Le onde sonore vanno a modulare questa capacità, provocando di conseguenza una variazione della tensione applicata.

Per mantenere la suddetta polarizzazione è infatti necessaria una tensione di circa 4 V.

Il livello d'uscita di tale dispositivo è piuttosto basso, talché è spesso necessario uno stadio preamplificatore (che in genere fa corpo unico col microfono).

Trasduttori elettroacustici

Sono quelli che trasformano un segnale elettrico in onde sonore di maggiore o minore intensità.

L'*auricolare o ricevitore telefonico* è sostanzialmente costituito da due solenoidi avvolti su nuclei ferromagnetici, costituenti, assieme ad un magnete permanente e ad una sottile membrana (pure di ferro dolce) fissata al bordo del contenitore, un circuito magnetico avente due traferri.

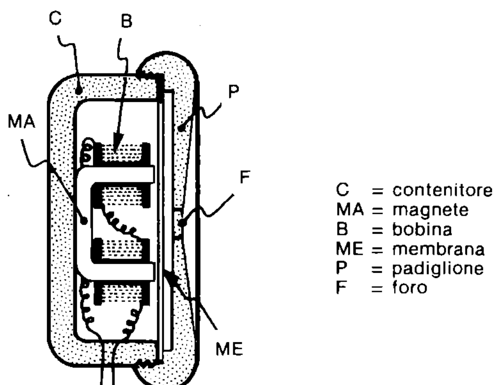
La disposizione classica appare in fig. 1-100.

Applicando ai capi della bobina il segnale elettrico (a frequenza acustica), le bobine stesse sono percorse da una corrente che a sua volta determina variazioni in più o in meno dell'induzione e quindi della forza attrattiva esercitata sulla membrana; questa quindi vibra con la stessa legge del segnale, generando nel mezzo circostante (aria) le desiderate onde acustiche.

É evidente (date anche le dimensioni, paragonabili a quelle di figura) che un siffatto dispositivo mette in gioco un'energia acustica sufficiente a percepire i suoni solamente se l'orecchio è posto nelle immediate vicinanze della membrana.

Per creare un livello sonoro soddisfacente in tutto un ambiente si deve ricorrere ad un dispositivo noto col nome di *altoparlante*; esso è suscettibile di mettere in gioco energie acustiche ben maggiori.

Fig. 1-100 - Rappresentazione schematica di auricolare telefonico di tipo magnetico.



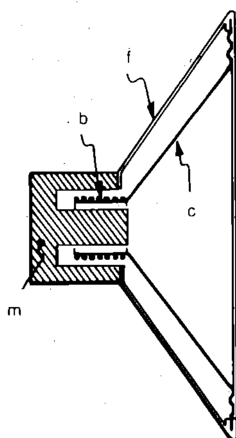


Fig. 1-101 - Altoparlante magnetodinamico: m = magnete; c = cono; f = cestello; b = bobina mobile.

La versione quasi universalmente diffusa dell'altoparlante è quella *magnetodinamica,* illustrata in fig. 1-101.

In essa, attorno all'espansione polare centrale di un magnete permanente m (di sezione circolare) è montata una bobinetta scorrevole assialmente (e detta *bobina mobile*), alla quale è fissato un cono (generalmente costruito con carta di opportuna consistenza) che a sua volta è ancorato elasticamente al bordo di un cestello metallico.

Il segnale elettrico a frequenza acustica viene applicato ai capi della bobina mobile; essendo questa immersa nel campo magnetico di m, la corrente che la percorre provoca allora delle forze che agiscono sul complesso bobina-cono.

Le escursioni che ne derivano, limitate e controllate dalla forza elastica del fissaggio al cestello, si svolgono alternativamente attorno alla sua posizione di equilibrio; il cono diffusore, collegato alla bobina, la segue fedelmente nel suo moto, e imprime all'aria circostante le onde acustiche che provocano la percezione dei suoni in tutto l'ambiente.

STRUMENTI ELETTROMAGNETICI

I più classici dispositivi, per mezzo dei quali si può rilevare la presenza di una grandezza elettrica e se ne può misurare l'intensità, sono sempre costituiti da un sistema che, sfruttando i ben noti principi della corrente elettrica, consente di tradurre il fenomeno elettrico in esame (tensione o corrente) in una grandezza meccanica proporzionale (esempio tipico, la rotazione di una lancetta o ago opportunamente sagomati).

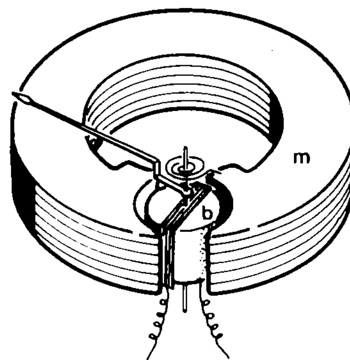
Questi tipi di strumenti, in cui sono normalmente sfruttate le interazioni elettromagnetiche, vengono spesso indicati come "analogici", proprio per l'analogia, o relazione, diretta (se non addirittura lineare), che esiste fra l'angolo di deflessione, per esempio, di un sistema ad indice, ed il valore vero e proprio della grandezza che si sta misurando.

Strumenti a bobina mobile

Il tipo più diffuso è senza dubbio quello cosiddetto a *bobina mobile*, il cui nome deriva da una bobinetta molto leggera, che può ruotare essendo imperniata con minimo attrito (mediante pietre dure o acciai speciali) e tenuta in tensione da mollette a spirale che conducono anche la corrente da misurare; tale bobina è inserita fra le espansioni polari di un magnete permanente, e ne è quindi immersa nel campo (fig. 1-102).

La corrente da misurare vien fatta passare at-

Fig. 1-10 2- Vista prospettica dell'equipaggio di strumento a bobina mobile.



traverso la bobina mobile, creando quindi un campo che, per le note leggi dell'elettromagnetismo, contrasta con quello permanente preesistente; si origina cioè una forza che costringe la bobina ad un nuovo assetto, cioè ad eseguire una rotazione angolare che riporta la reazione delle molle in equilibrio con la forza stessa.

Questa rotazione angolare, proporzionale alla corrente in oggetto, viene riportata su un quadrante opportunamente graduato e tarato, come spostamento di una lancetta o indice solidalmente applicato alla bobina.

Allo scopo di smorzare le possibili oscillazioni rapide del sistema bobina-molle quando la corrente varia, la bobina viene in genere avvolta su un supporto (cilindrico) di alluminio, il quale agisce come una bobina di una sola spira cortocircuitata; la corrente indotta che vi scorre è proprio quella che si oppone ai movimenti bruschi e ondulatori.

Per motivi dipendenti dal particolare tipo di struttura fisica, questi strumenti misurano solamente correnti continue.

Strumenti a ferro mobile

L'altra categoria di strumenti elettromagnetici, seppure meno usuale, è quella degli strumenti a ferro mobile.

Questo tipo di strumenti misura indifferentemente le correnti continue ed alternate (ma solo per frequenze fino a poche migliaia di hertz); essi però sono meno pregiati e precisi di quelli a bobina mobile, e comunque molto meno sensibili talché il loro uso ormai è estremamente limitato.

Misure di corrente e tensione

É chiaro che i tipi di strumenti ora descritti sono sostanzialmente adatti a misurare delle correnti; essi cioè nascono come *amperometri*, o milliamperometri o microamperometri, a seconda della sensibilità che consegue dalle singole modalità costruttive.

Per ogni strumento, appunto in relazione alle sue caratteristiche costruttive, esiste un particolare valore di corrente che porta l'indice all'estremità in cui si ha il massimo della graduazione; tale valore di corrente, che caratterizza la massima escursione dell'indice, cioè la più alta lettura possibile, è detto *di fondo scala*.

Poiché la bobina che viene percorsa dalla corrente da misurare è dotata di un valore ben preciso, e per niente trascurabile, di resistenza (date le sue piccole dimensioni e quindi il sottilissimo diametro del filo usato), ogni valore di questa corrente corrisponde, secondo la legge di Ohm, ad un relativo (anche se in genere modesto) valore di tensione ai capi della bobina.

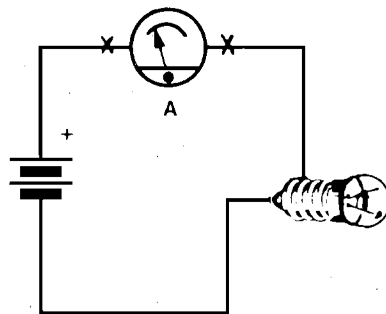


Fig. 1-103 - Misura di corrente.

Quindi il valore di fondo scala può anche essere dato in V (o sottomultipli), anziché in A (o sottomultipli).

Vediamo comunque di inquadrare il problema nella sua generalità, ma anche sotto l'aspetto più pratico.

Un **amperometro** è intrinsecamente un dispositivo a **bassa resistenza interna**, che misura l'intensità della corrente che lo attraversa; esso è quindi collegato in serie al circuito in cui va fatta la misura (fig. 1-103): in altre parole, il circuito deve essere "interrotto", "aperto", per inserirvi lo strumento.

Perché ha bassa resistenza?

Perché se la resistenza fosse elevata, lo strumento stesso "userebbe", per il suo funzionamento, molta della potenza in gioco nel circuito (sotto forma di caduta sulla sua elevata resistenza anche con correnti modeste), sottraendola quindi al carico, o comunque al regolare funzionamento del circuito stesso.

Un **voltmetro** è intrinsecamente un dispositivo ad **alta resistenza interna**, che misura la differenza di tensione esistente fra due punti; esso è quindi in parallelo al circuito su cui va fatta la misura: in altre parole, è in "derivazione" su di esso (fig. 1-104).

Se quindi esso presenta resistenza interna bassa, buona parte della corrente disponibile in circuito viene "derivata", "sottratta" attraverso il

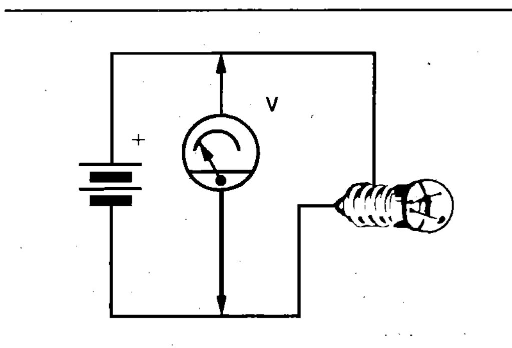


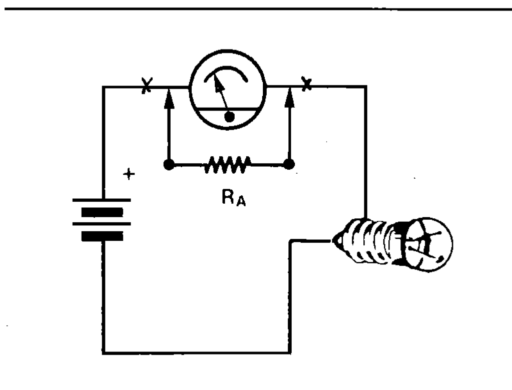
Fig. 1-104 - Misura di tensione.

voltmetro stesso, che quindi altera anche in questo caso il normale funzionamento del circuito.

Da queste due diverse esigenze di resistenza interna nell'uno e nell'altro caso discende, anche intuitivamente, il tipo di intervento da eseguire sullo strumento a seconda dei casi e delle esigenze: rendere cioè più o meno bassa la resistenza dello strumento, quando si tratta di amperometro, e renderla più o meno alta, quando si tratta di voltmetro, in modo da adattarne opportunamente la portata.

In ogni caso, proprio da queste considerazioni discende il duplice utilizzo di uno strumento elettromagnetico sufficientemente sensibile: lo stesso milliamperometro (o, ancor meglio, microamperometro), a seconda se corredato di opportunamente bassi valori di resistenze esterne poste in parallelo oppure di opportunamente alti valori di resistenze esterne poste in serie, può indifferentemente svolgere funzioni di amperometro o voltmetro.

Fig. 1-105 - Modifica del fondoscala di un amperometro.



Amperometri e resistenze di shunt

É già stato detto, ed evidenziato dalla fig. 1-103, che uno strumento usato come misuratore di corrente, viene attraversato da tutta la corrente circolante in circuito, talché questa corrente non può che essere, al massimo, uguale a quella cui corrisponde la massima lettura, o fondo scala, dello strumento stesso.

Se invece la corrente da misurare è superiore (di molto o di poco) al valore di fondo scala dello strumento disponibile (e cioè lo strumento risulta più sensibile di quanto sarebbe lo stretto necessario), occorre inserire in circuito un secondo percorso (alternativo), entro al quale possa scorrere quella corrente che è in più rispetto a quanto necessario per la massima indicazione dello strumento.

Si tratta cioè di applicare, sul milliamperometro, una derivazione e quindi una resistenza di valore opportunamente basso, tanto da costituire percorso preferenziale per quella corrente che risulta in eccesso per lo strumento.

Se, per esempio, quest'ultimo è di sensibilità pari ad 1 mA fondo scala, mentre la corrente in circuito (e che dobbiamo misurare) è di 100 mA, dovremo creare un... diversivo alla corrente in modo che i 99 mA, in eccesso per le caratteristiche dello strumento adottato, percorrano la diramazione appositamente aggiunta in fig. 1-105 e cioè la resistenza R_A posta in parallelo.

Una prima considerazione di carattere strettamente pratico, ma precisa anche sotto il profilo teorico, è la seguente: se in R_A deve passare una corrente (nel nostro caso) 99 volte superiore a quella che attraversa lo strumento, il valore di R_A dovrà evidentemente essere (legge di Ohm) 99 volte inferiore alla resistenza interna intrinseca dello strumento stesso (**r**).

E la resistenza interna dello strumento è il secondo parametro che dobbiamo conoscere, per poter utilizzare lo strumento stesso in tutti i casi in cui esso ci deve servire.

Quindi, per continuare nel nostro esempio, se la resistenza interna dello strumento è di 49,5 ohm, la resistenza da collegare in parallelo, detta anche **shunt**, dovrà essere:

$$R_A = \frac{49{,}5}{99} = 0{,}5\ \Omega$$

É comunque un dato di fatto generale che, dovendo essere lo strumento misuratore di corrente un dispositivo a bassa resistenza, a maggior ragione bassi dovranno essere i valori delle

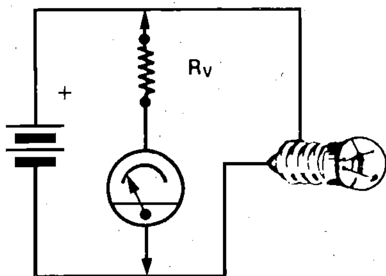


Fig. 1-106 - Trasformazione di milliamperometro in voltmetro.

resistenze di shunt ad essi collegati in parallelo per aumentarne la portata.

Voltmetri e resistenze di caduta

Un voltmetro, di cui per ora conosciamo solo una caratteristica, e cioè l'elevata resistenza interna, è molto semplicemente costituito da un misuratore di corrente ad alta sensibilità (quindi milliamperometro o, meglio, microamperometro) con aggiunta in serie una resistenza la più alta possibile: la corrente (molto modesta) che passa in questo ramo è perfettamente proporzionale alla tensione presente ai capi del dispositivo (fig. 1-106).

Ricordando che uno strumento (almeno, dei tipi cui ci riferiamo) è identificato dalla corrente di fondo scala e dalla resistenza interna, nonché, di conseguenza, dalla tensione di fondo scala necessaria ai suoi capi, siamo nuovamente in possesso di tutti i dati per svolgere ragionamenti sostanzialmente analoghi a quelli del caso precedente, salvo ora riferirci alla tensione, piuttosto che alla corrente, di fondo scala.

Cominciamo allora con l'esaminare la nuova situazione: il nostro strumento va a fondo scala con poche decine o centinaia di millivolt, mentre noi abbiamo bisogno di misurare decine o centinaia di volt.

Evidentemente, la resistenza posta in serie allo strumento ha lo scopo di localizzare ai suoi capi la caduta di tensione che va sottratta allo strumento stesso, in quanto preponderante rispetto alle sue caratteristiche di fondo scala.

Ma, per arrivare ad una formula risolutiva, è più semplice considerare lo strumento quale effettivamente esso è, e cioè un (per esempio) milliamperometro; basta quindi ragionare nei seguenti termini (che poi sono sempre... la legge di Ohm): la resistenza aggiunta in serie, Rv, deve avere valore tale da far passare, entro lo strumento, una corrente massima pari al "fondo scala" dello strumento stesso (naturalmente, tenuto anche conto della resistenza interna del milliamperometro).

Quindi, con semplici deduzioni, potremo ricavare la formula:

$$R_V = \frac{V}{i} - r$$

Supponiamo allora, a titolo di esempio, di dover realizzare un voltmetro il cui valore di tensione di f.s. sia 15 V, con uno strumento avente: r = 50 Ω, i = 1 mA.

Sarà quindi

$$R_V = \frac{V}{i} - r = \frac{15}{1 \cdot 10^{-3}} - 50 = 14.950\ \Omega$$

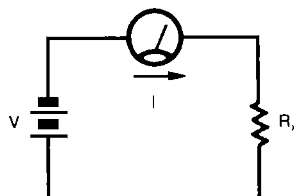
Ohmmetri

Sfruttando la legge di Ohm, è possibile pure effettuare la misura di resistenze incognite; se infatti, tramite una pila, viene fatta scorrere una corrente entro la resistenza incognita da misurare, nota la tensione della pila, la corrente è inversamente proporzionale alla resistenza e lo strumento può così avere la scala tarata direttamente in ohm.

Lo schema base è quello di fig. 1-107; in effetti però il circuito risulterà nettamente più elaborato, onde tener conto di varie necessità di compensazione ed azzeramento.

Uno strumento destinato alla misura della resistenza viene chiamato ohmmetro, e può essere dotato, come voltmetri ed amperometri, di diverse portate.

Fig. 1-107 - Circuito base di ohmmetro.



La combinazione di questi tipi di misure, con la possibilità di selezionare diversi valori di fondo scala mediante opportuni dispositivi selettori o commutatori, consente di realizzare strumenti che, in struttura unica, effettuino misurazioni di varie grandezze entro ampie gamme di valori; questi strumenti prendono il nome di *universali o multigamma.*

Misure in corrente alternata

Se attraverso uno strumento a bobina mobile viene fatta passare una corrente alternata, non si verifica alcuna apprezzabile deflessione dell'indice, in quanto questo tipo di strumento indica il valore medio; e nel caso di corrente sinusoidale, e quindi simmetrica, questo valore è zero.

Si ricorre allora all'inserzione di un dispositivo *raddrizzatore*; la corrente alternata viene così rettificata (come vedremo nel seguito), e lo strumento vede una serie di impulsi, costituiti da una mezza sinusoide, di cui indica il valor medio, cioè pari a 0,636 del picco.

Gli strumenti di questo tipo vengono normalmente calibrati in valore efficace, e quindi la lettura è precisa solo nel caso si misurino segnali a forma d'onda perfettamente sinusoidale.

Inoltre, l'applicabilità di questi strumenti è limitata sostanzialmente al campo delle basse frequenze.

Wattmetri

La misura di potenza in corrente continua è semplicemente ricavata dal prodotto dei valori di tensione e corrente presenti in circuito, tutti costanti per qualunque punto e istante della misura.

Per quanto concerne la misura di potenze a frequenze industriali, la stessa viene effettuata tramite *wattmetri*, consistenti in strumenti che contengono due equipaggi mobili, uno dei quali è attraversato dalla corrente che scorre in circuito e all'altro è applicata la tensione di linea.

La realizzazione degli stessi è tale che l'indicazione che ne consegue tiene conto degli effetti di ambedue i parametri, cosicché essi indicano direttamente la potenza in gioco.

Più normalmente però, la determinazione della potenza di correnti alternate sia ad audiofrequenze, che in particolare a radiofrequenze, si esegue misurando la tensione che si sviluppa ai capi di un carico noto e standard, del tipo già citato; si tratta in genere di una resistenza pochissimo reattiva, in grado di tollerare i livelli di potenza in ballo, indicata come *carico fittizio.*

Mediante le ben note formule che legano potenza, tensione e corrente, si può tarare e leggere la scala direttamente in watt, con ottima precisione, sempre a patto che la tensione alternata ad alta frequenza sia sufficientemente sinusoidale, ed il raddrizzatore usato sia in grado di fornire le necessarie prestazioni.

Ad ogni buon conto, l'effettuazione delle misure e l'adozione delle formule relative va eseguita tenendo in conto la presenza o meno di modulazione sul segnale da misurare, talché è opportuno riesaminare le modalità di calcolo.

Ove si tratti di misure di potenza su un segnale a RF consistente in una sola portante (cioè esente da modulazione), indicando con Vp il valore di picco della tensione di segnale, la sua *potenza media* sarà calcolabile da:

$$P_m = \frac{V_p^2 / 2}{R}$$

Ricordando che, per un'onda sinusoidale, il valore di picco è espresso dalla nota formula
$V_p = V_{eff} \cdot \sqrt{2}$,
la potenza media potrà diventare

$$P_m = V_{eff}^2 / R$$

Ove invece il segnale sia modulato, esso sarà variamente influenzato (in forma come in valore) dalla modulazione, con valori estremamente variabili della potenza di picco, o *potenza di cresta,* che risulterà estremamente variabile nel tempo in modo scorrelato rispetto a potenza efficace e potenza media.

In altre parole, la *forma d'onda dell'inviluppo di modulazione* conseguente ad un valore continuamente variabile nel tempo non consente una misura attendibile della potenza di cresta, se non per valori istantanei o in presenza di una nota continua.

Ponti

É opportuno dare una seppur breve indicazione sulla costituzione e sul funzionamento di una categoria di strumenti di misura molto ampia, ma che si può ridurre ad uno schema unico e ben comprensibile: si tratta appunto dei *ponti di misura.*

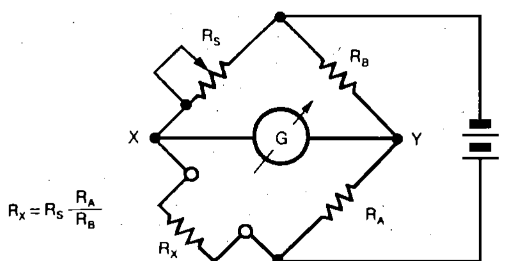


Fig. 1-108 - Schema tipo del ponte di Wheatstone.

Esamineremo brevemente il tipo più classico, che è il *ponte di Wheatstone* per misure di resistenza in corrente continua; ma per misure in alternata non vi sono grandi differenze.

In ambedue i casi il circuito comprende: una sorgente di energia, un riferimento standard di misura, un sistema per bilanciare questo standard nei confronti del valore ignoto (da misurare) e il dispositivo per indicare quando il bilanciamento è raggiunto.

Si può allora calcolare il valore incognito mediante la formula di fig. 1-108: dovendo essere uguali le tensioni nei punti X ed Y (condizioni di equilibrio: $I_G = 0$), i rapporti fra le resistenze dei due bracci, qualunque sia il valore delle resistenze stesse, dovranno essere uguali, cioè:

$$\frac{R_X}{R_S} = \frac{R_A}{R_B}$$

da cui la formula.

La sorgente di energia nel ponte in c.c. è una batteria; l'indicatore è un galvanometro (o particolare microamperometro).

Nel ponte in c.a. la sorgente di energia è un oscillatore audio (in genere attorno ai 1000 Hz) e l'indicatore è un auricolare o cuffia. Riferendoci alla fig. 1-108, R_A ed R_B sono resistenze fisse, ed R_S è il valore standard da variare fino a raggiungere il bilanciamento, situazione nella quale l'indicatore segnala zero.

ERRORI DI MISURA

Per influenza della frequenza

Nel caso si effettuino misure su segnali a RF, occorre accertarsi che lo strumento impiegato abbia una banda passante operativa sufficientemente ampia, tale comunque da introdurre attenuazioni, e quindi errori, sui valori rilevati.

Tali misure possono essere influenzate, e talvolta anche esaltate, dal verificarsi di una risonanza su una qualche frequenza nella gamma di lavoro, segnatamente localizzata negli stadi d'ingresso dello strumento in uso.

Per influenza delle forma d'onda

Qualora si abbia sotto misura una grandezza alternata la cui forma d'onda sia diversa dall'andamento sinusoidale standard, il valore indicato sul dispositivo di lettura può esserne anche nettamente influenzato, con conseguente percentuale di errore tutt'altro che trascurabile.

Per influenza della resistenza interna

Quando si tratta di misurare tensioni su certi punti di un circuito, la resistenza (d'ingresso) dello strumento di misura può non essere sufficientemente elevata da non "caricare" lo stadio cui è posta in parallelo, venendosi così ad alterare (o meglio ridurre) il valore rilevato.

Se invece si tratta di misure correnti che scorrono in un circuito o apparato, la resistenza interna dello strumento può essere eccessivamente elevata (o comunque non trascurabile), venendosi così a verificare cadute di tensione che alterano la misura in atto.

Per influenza di ROS

In misure lungo linee di trasmissione, la presenza di ROS (specialmente se elevati) può introdurre errori di misura per la presenza di ventri e nodi delle tensioni e correnti presenti, che vi sovrappongono.

Effetti fisiologici della corrente elettrica

Se il corpo umano (o parte di esso) viene sottoposto ad una differenza di potenziale, inevitabilmente esso permette il passaggio di una certa quantità di corrente elettrica.

Il passaggio di tale corrente può produrre effetti anche molto dannosi, o addirittura letali, a seconda delle modalità di contatto con la sorgente di d.d.p. e delle sue caratteristiche; in particolare si può dire che gli effetti fisiologici della corrente dipendono dalla sua intensità e frequenza, dal suo particolare percorso attraverso il corpo, nonché dalla durata del contatto. Questa corrente viene infatti captata da quel sensibilissimo e complicatissimo circuito elettrico che è il sistema nervoso, provocando fondamentalmente contrazioni muscolari di vario tipo ed entità, che possono diventare di grande ampiezza e pericolosità.

Pur essendo gli effetti variabili da individuo ad individuo, si può stabilire che correnti di pochi milliampere rappresentano le soglie di percezione, e non sono affatto pericolose; mediamente già sui 10 ÷ 15 mA le sensazioni riscontrate sono violente e diventano nettamente pericolose a valori anche di poco superiori, provocando spasimi muscolari particolarmente pericolosi quando interessano i muscoli respiratori (asfissia).

Oltre i 30 ÷ 40 mA si verifica anche arresto cardiaco.

Naturalmente, gli effetti sono proporzionali anche alla durata del passaggio di corrente, e quindi valori anche modesti possono provocare conseguenze pericolose se il contatto è prolungato.

Altro parametro che può essere determinante è il tipo di percorso; per esempio, particolarmente pericolose risultano le correnti che, nel loro passaggio, possono interessare direttamente il cuore: fra mano destra e mano sinistra, fra collo e tronco, ecc.

Occorre infine ricordare che il passaggio della corrente è determinata dalla maggiore o minore resistenza di contatto, e viene quindi agevolato quando il corpo è bagnato; in tali condizioni l'organismo risulta maggiormente esposto ai danni dell'elettricità. In generale, si può anche affermare che la corrente continua risulta leggermente meno pericolosa di quella alternata.

A proposito di quest'ultima, occorre ancora precisare che gli effetti sono nettamente diversi se la frequenza è molto elevata, se si tratta cioè di RF; infatti l'effetto pelle limita il passaggio della corrente poco più che all'epidermide, producendo spasimi e contrazioni ben più limitate, ma vere e proprie scottature.

Le più elementari norme di soccorso nei confronti di chi è stato sottoposto a cosiddetta folgorazione (ha cioè preso una scossa violenta) prevedono innanzitutto, se la vittima rimane a contatto con cavi elettrici, di effettuare la manovra più sicura e veloce, consistente nello staccare le valvole dell'ambiente (in genere domestico o di lavoro).

In altre situazioni, può essere più semplice e veloce allontanare il cavo elettrico dal corpo della vittima, cosa che va fatta mediante qualcosa di sicuramente isolante (per esempio, un manico di scopa o un fascio di giornali arrotolati).

Una volta interrotto il contatto, è spesso necessario provvedere al massaggio cardiaco o alla respirazione a bocca a bocca, ovviamente se sussiste il benché minimo sospetto di arresto cardiaco.

Dopo che la vittima abbia ripreso a respirare regolarmente, è importante mantenerla al caldo e tranquilla per lungo tempo, essendo possibili crisi isteriche e attacchi di agitazione violenta.

2. Elettronica e radiotecnica

Tubi a vuoto

Dispositivi a «stato solido»

Circuiti amplificatori

Modulazione e conversione

Alimentatori

Tubi a vuoto

L'importanza determinante (oltre al valore storico) che i *tubi a vuoto (o valvole)* hanno rappresentato nella storia dell'elettronica e della radio, nonché il fatto che gli stessi siano ancora presenti in apparati di alta potenza (oltre che in una massa notevole di apparecchiature "surplus") giustificano ampiamente che venga loro dedicata una breve trattazione, nonostante si tratti di dispositivi sempre più ampiamente superati dai semi-conduttori.

Il diodo

Il tipo più semplice di tubo a vuoto è il *diodo,* la cui costituzione elementare consiste in un *filamento* ed in una *placca* (o meglio, *anodo*), opportunamente distanziati e racchiusi in un bulbo di vetro in cui è stato fatto il vuoto abbastanza spinto.

Il filamento si fa attraversare da una corrente (alternata o continua) di valore opportuno affinché si riscaldi al calor rosso per effetto Joule; l'aumento di temperatura comporta un aumento di energia degli elettroni liberi nel materiale impiegato.

Vengono così raggiunti dei livelli energetici sufficienti a far sí che tali elettroni escano addirittura fuori dalla superficie esterna del filamento; è come se, a causa del forte aumento di temperatura del filamento, gli elettrodi liberi evaporino.

Essendo stato fatto il vuoto, gli elettroni possono viaggiare nello spazio interno del tubo senza venir deviati o frenati da urti con molecole di gas presente; essi cioè si comportano secondo l'energia con la quale sono stati emessi (il fenomeno prende il nome di *emissione termoionica* o, più esattamente, *termoelettronica*) e in funzione di eventuali "campi" presenti nelle vicinanze.

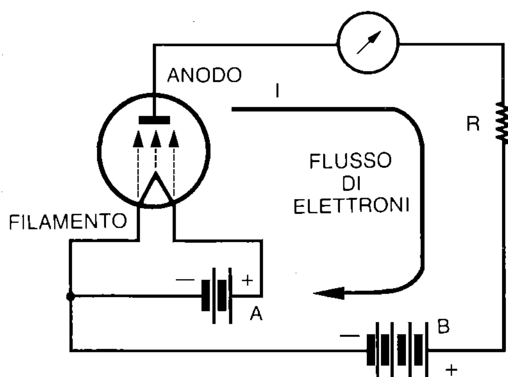
Infatti, se alla placca è assegnato un potenziale positivo (rispetto al filamento stesso) gli elettroni, una volta usciti dal catodo per effetto termoionico, fluiranno verso l'anodo, dando così luogo ad un passaggio di corrente elettronica dal filamento verso l'anodo, entro il tubo, e dall'anodo verso il filamento, nel circuito esterno (fig. 2-1).

Se alla placca non è collegata nessuna sorgente di potenziale, gli elettroni emessi, non attratti dalla relativa tensione, ricadono dopo beve tempo sul filamento, attorno al quale però staziona regolarmente una nuvola di elettroni (in quanto essi vengono continuamente emessi), che prende il nome di (zona a) *carica spaziale.*

In queste condizioni, solo qualche raro elettrone, uscito con energia casualmente molto alta, riuscirà a raggiungere la placca.

Se invece la placca viene collegata ad una tensione opposta al caso precedente, e cioè negativa (sempre rispetto al catodo), gli elettroni non riusciranno mai a raggiungerla, venendone respinti dalla carica di segno uguale alla loro. In tal caso, il diodo risulta completamente isolato,

Fig. 2-1 - Circuito fondamentale di funzionamento di un diodo a vuoto. La batteria A serve per riscaldare il filamento, la B per applicare all'anodo il necessario potenziale positivo attraverso la resistenza di carico R.



comportandosi come un interruttore aperto.

Ecco così evidenziata la funzione tipica del diodo; esso infatti appare come un interruttore comandato dal potenziale presente sull'anodo: un potenziale positivo chiude l'interruttore e fa passare corrente; un potenziale negativo lo apre, bloccando qualsiasi passaggio di corrente.

Riscaldamento indiretto: il catodo

Si è detto che quella sopra citata è la versione più elementare di diodo; infatti il filamento esplica, in questo caso, contemporaneamente la funzione di riscaldatore e di emettitore di elettroni da cui il nome di *riscaldamento diretto*.

Questo fatto però provoca degli inconvenienti quando il riscaldamento è effettuato in corrente alternata, la cui ondulazione viene risentita dal flusso di corrente e compare quindi come ronzio nelle apparecchiature.

É per tale motivo che, nella struttura dei tubi elettronici, è stato effettuato lo sdoppiamento fra le funzioni ora viste; si è cioè introdotto un elettrodo accessorio che, posto nelle immediate vicinanze del filamento, ne viene riscaldato per irraggiamento fino a che giunge ad emettere lui gli elettroni.

Il filamento conserva cioè unicamente la funzione di riscaldatore: il nuovo elettrodo, opportunamente realizzato e trattato, emette elettroni: lo sdoppiamento delle funzioni e l'isolamento (sia termico sia elettrico) che consegue dalla pur modesta distanza, elimina gli inconvenienti sopra citati.

Ora si dice che il tubo è a *riscaldamento indiretto*; il "pezzo" aggiunto assume il nome di *catodo*, ed è strutturato come uno stretto cilindro posto a circondare il filamento e coassiale al cilindro esterno, che costituisce l'anodo.

Si tratta quindi del secondo elettrodo vero e proprio, atto a migliorare certe prestazioni del tubo cui appartiene; il filamento resta allora un semplice elettrodo di servizio, destinato a fornire solo energia termica e non già elettroni.

Il triodo

L'interposizione di un particolare elettrodo tra il catodo e la placca trasforma radicalmente le prestazioni del tubo; la forma primitiva di questo elettrodo ne ha definito il nome, che è appunto *griglia*, anche se la sua forma moderna è a spirale.

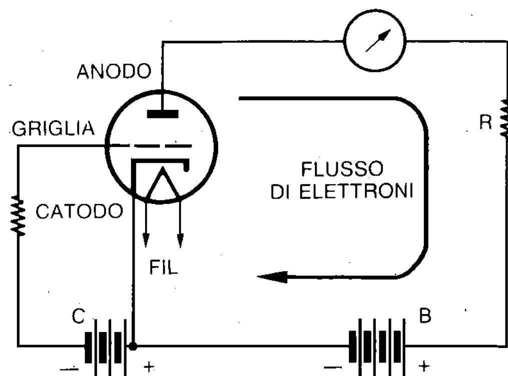


Fig. 2-2 - Circuito fondamentale di un triodo a riscaldamento indiretto. La batteria C serve a polarizzare la griglia, la quale agisce da elettrodo di comando sulla corrente in circuito.

La posizione strategica di questo elettrodo, che risulta praticamente immerso nella zona di carica spaziale o ad essa appena sopra, fa sí che esso sia in grado di controllare, a spese di modeste tensioni applicategli, tutto il flusso di corrente che viaggia dal catodo all'anodo (fig. 2-2).

La griglia infatti, normalmente a potenziale negativo, non fa altro che dosare il numero di elettroni che, passando attraverso le sue "maglie", riescono a raggiungere la placca dal cui elevato potenziale vengono fortemente attratti; tale possibilità di controllo spazia dal bloccaggio completo di qualsiasi passaggio di corrente alla via libera per tutti gli elettroni che il catodo riesce ad emettere.

Nel primo caso (*interdizione*) la griglia ha assunto valori di tensione fortemente negativi; nel secondo caso (*saturazione*) la tensione di griglia potrà anche aver superato lo zero assumendo valori leggermente positivi.

In quest'ultimo caso, si verifica un cambiamento nel comportamento caratteristico della griglia; essa, essendo diventata positiva, assorbirà un po' di quegli elettroni che le passano tanto da vicino nel loro cammino verso la placca; quindi una pur modesta corrente circolerà anche nel circuito di griglia.

Questo fatto avviene però solo nel caso di

amplificatori di elevata potenza, pilotati da ampi segnali d'ingresso.

Di norma, restando la griglia a polarità negativa, si può affermare che il triodo è un dispositivo comandato in tensione, il cui comportamento è quindi giustificato dall'applicazione di un campo elettrostatico: un triodo è cioè capace di convertire una variazione di tensione ai capi della coppia griglia-catodo in una variazione di potenza ai capi dell'utilizzazione, che qui abbiamo rappresentato con una resistenza di carico posta in serie alla coppia placca-catodo.

In ogni caso, la tensione fissa che (in qualsiasi modo ottenuta) risulta presente ai capi della coppia griglia-catodo, viene normalmente indicata col termine di *polarizzazione*, di griglia in questo caso.

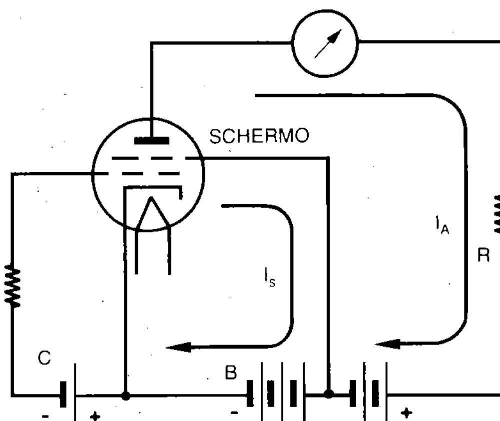


Fig. 2-3 - Circuito fondamentale di un tetrodo. La sorgente di alimentazione anodica fornisce anche la tensione (sempre positiva, ma più bassa) e la pur modesta corrente per il circuito di griglia schermo.

Il tetrodo

Fra griglia e placca, elettrodi vicini ed affacciati, esiste inevitabilmente una capacità (come esiste fra griglia e catodo) che costituisce un indesiderato percorso a reattanza calante col crescere della frequenza, consentendo un accoppiamento capacitivo fra quella che è normalmente l'uscita del dispositivo e quella che è la sua entrata.

Tale capacità può essere nettamente ridotta inserendo un elettrodo addizionale fra la griglia controllo e la placca.

La valvola ha così 4 elettrodi, da cui il nome di *tetrodo*; l'elettrodo aggiuntivo, dovendo lasciar passare il flusso di elettroni che viaggiano verso l'anodo, sarà anch'esso a forma di griglia e, per la sua funzione specifica, viene chiamato *griglia schermo*: esso infatti agisce da schermo elettrostatico fra circuito di griglia controllo e di placca, in quanto è mantenuto a potenziale zero per il segnale alternato da amplificare.

Allo scopo di non rallentare la marcia degli elettroni, lo schermo va polarizzato con una tensione positiva, ma più bassa di quella di placca, per non bloccarne l'effetto e rubarle quindi troppi elettroni.

In tal modo, entro la griglia schermo passa solo una modesta corrente; la sua azione sulla corrente anodica è comunque molto rilevante, rispetto a quella della tensione di placca.

Il tipo di costruzione ora descritto rende possibile un'amplificazione molto più elevata che non col triodo, e la più bassa capacità griglia-placca fa sí che questo guadagno elevato sia sfruttabile anche a frequenze elevate (fig. 2-3).

Il pentodo

Gli elettroni che colpiscono la placca con velocità sufficientemente elevata possono farne uscire altri elettroni (cedendo loro notevole energia), provocando così un'immissione secondaria di elettroni.

Nel caso del tetrodo, quando la tensione di placca, ondulando al ritmo del segnale alternato amplificato, si trova ad essere (istantaneamente, almeno) più bassa della tensione di schermo (fissa), questi elettroni secondari vengono attratti dallo schermo.

Si genera così un flusso inverso di elettroni, da placca a schermo, che ha l'effetto di abbassare la corrente anodica complessiva in corrispondenza dei bassi valori di tensione di placca, limitando così notevolmente le possibili escursioni di segnale.

Questo effetto può essere evitato inserendo, fra schermo e placca, un'ulteriore griglia, che ha la funzione di sopprimere questa corrente "inversa"; da ciò il nome di *soppressore* che si dà a questo elettrodo.

Per esplicare la sua funzione, il soppressore viene normalmente collegato al catodo: il suo potenziale, negativo rispetto a quello di placca,

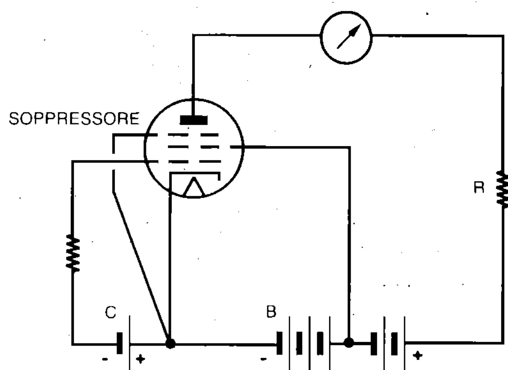


Fig. 2-4 - Circuito fondamentale di un pentodo. La presenza delle griglie di soppressione evita che gli elettroni secondari vengano attratti dallo schermo.

blocca il movimento degli elettroni secondari, consentendone il riassorbimento da parte dell'anodo.

Il tipo di valvola che così si ottiene prende il nome di *pentodo*, avendo infatti totalizzato cinque elettrodi; il circuito completo è in fig. 2-4.

I pentodi consentono la massima amplificazione, sia di segnale che di potenza.

L'amplificazione

Il miglior sistema per vedere come un tubo effettivamente amplifica i segnali ad esso applicati è il ricorso ad un procedimento grafico indicato come *caratteristica dinamica*.

Si tratta semplicemente di riportare in grafico i valori assunti dalla corrente anodica al variare della polarizzazione (negativa) di griglia, il tutto riferito ad un certo valore della tensione di placca e della resistenza di carico, sfruttando la curva base fornita dal costruttore per ogni tipo di tubo.

La variabilità della tensione di griglia possiamo considerarla ottenuta, anziché ricorrendo ad un'ipotetica batteria a tensione variabile, ad un vero e proprio generatore di segnale alternato la cui tensione è sovrapposta a quella fissa di polarizzazione (come in effetti avviene nei circuiti pratici); la situazione è quella di fig. 2-5.

Abbiamo supposto la polarizzazione di griglia pari a -5 V, cui corrisponde una corrente di placca pari a 2 mA.

Questa corrente (in assenza di segnale alternato) scorre costantemente nel circuito anodico, attraversando la resistenza di carico supposta pari a 50 kΩ, sulla quale quindi si verifica una caduta di tensione.

$$V_R = R \cdot I = 50 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 100 \text{ V}.$$

Quindi, in condizioni statiche di funzionamento, la placca si ritrova una:

$$V_p = V_B - V_R = 300 - 100 = 200 \text{ V}$$

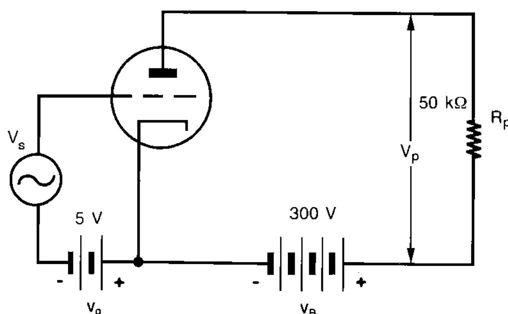
Ora, è giunto il momento di applicare il segnale, che supponiamo come sempre sinusoidale, all'ingresso del nostro circuito; a questo provvede il generatore indicato a schema, che supponiamo eroghi una tensione di ampiezza pari a 2 V nei picchi.

Riportiamo tutte le grandezze citate nel grafico che dovrà costituire la già citata caratteristica dinamica, come in fig. 2-6.

L'applicazione del segnale variabile con legge sinusoidale in serie alla tensione di polarizzazione di griglia, produce una tensione complessiva variabile con la stessa legge fra -3 e -7 V, rispettivamente negli istanti in cui il segnale d'ingresso raggiunge il suo picco positivo e quello negativo.

A queste tensioni di griglia corrispondono correnti di placca rispettivamente pari a 2,75 e 1,25 mA, variabili entro questa escursione sostanzialmente con la stessa legge, come si potrebbe verificare tracciando il segnale punto per punto.

Fig. 2-5 - Circuito di prova atto ad evidenziare il funzionamento di un triodo come amplificatore.



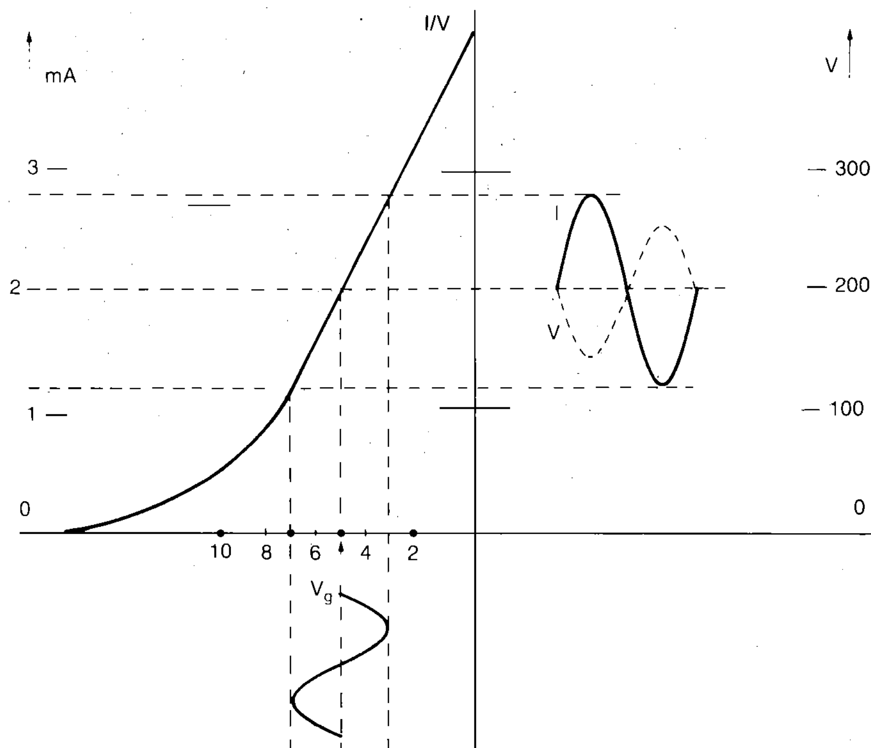


Fig. 2-6 - Caratteristica dinamica (di griglia) di un triodo a vuoto, che consente di evidenziare e dimensionare l'effetto di amplificazione.

Vediamo finalmente cosa succede alla tensione di placca (e cosa ancor più interessante) alla caduta sulla resistenza di carico.

Quando la corrente anodica è massima (2,75 mA), la caduta (valore istantaneo) sulla resistenza di carico vale:

$$V_p = 50 \cdot 10^3 \cdot 2{,}75 \cdot 10^{-3} = 137{,}5 \text{ V}$$

Quando la corrente anodica è minima (1,25 mA), la caduta su R è:

$$V_p = 50 \cdot 10^3 \cdot 1{,}25 \cdot 10^{-3} = 62{,}5 \text{ V}$$

Ciò significa che l'escursione della tensione anodica, che poi è localizzata ai capi della resistenza di carico, e che comunque riproduce esattamente il segnale d'ingresso, è uguale a 37,5 V sopra e sotto la polarizzazione statica.

Poiché il segnale di griglia che ha provocato questa tensione variabile di placca è pari a 2 V, ciò significa che l'escursione d'ingresso risulta amplificata in uscita nel rapporto 37,5:2 $\approxeq$19 volte.

Questo valore è appunto chiamato rapporto di *amplificazione di tensione.*

Come risulta evidente dal grafico (e del resto ovvio) la componente alternata della tensione di placca ha andamento opposto a quello della relativa corrente: ciò significa che il segnale amplificato in uscita (placca) è sfasato di 180° rispetto al segnale d'entrata (griglia).

La scelta del punto di lavoro

Se da un tubo si desidera ottenere, in uscita, la ripetizione fedele del segnale d'ingresso, cioè il rispetto della sua forma, riveste particolarmente importanza la scelta del valore di tensione di polarizzazione negativa da dare alla griglia controllo; si tratta cioè di fissare il cosiddetto *punto di*

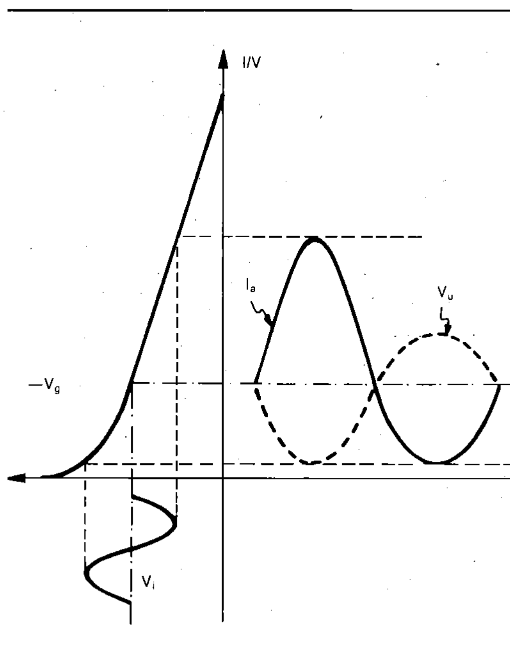


Fig. 2-7 - La scelta non oculata del punto di lavoro sulla curva caratteristica produce distorsione del segnale, se vengono interessati tratti non rettilinei.

lavoro del tubo in posizione più centrale possibile della zona rettilinea della curva caratteristica già studiata.

Infatti, se il segnale di griglia compie la sua escursione andando ad interessare una parte non lineare di tale curva, il segnale in uscita risulta deformato, cioè *distorto*, come appare nell'esempio in fig. 2-7.

Oltre all'evidente mancanza di fedeltà nella risposta, la trasformazione di un segnale sinusoidale in uno di forma d'onda più complessa produce armoniche anche intense, che sono quasi sempre indesiderate, a meno che non si adottino particolari soluzioni circuitali.

La polarizzazione

Nella stragrande maggioranza delle applicazioni per bassi segnali, non è affatto necessario ricorrere ad una batteria separata, e ad una fonte di alimentazione autonoma, solo per fornire la più o meno debole tensione di polarizzazione necessaria per la griglia controllo.

Stante appunto il valore piuttosto modesto di questa tensione, essa può venir semplicemente ottenuta "rubandola" alla fonte di alimentazione anodica mediante un piccolo sotterfugio, che consiste, in sostanza nell'inserimento della resistenza R1 (e di qualche altro componente accessorio) come documentato in fig. 2-8.

La polarizzazione così ottenuta si indica come automatica o di catodo.

É infatti sulla resistenza di catodo, appunto R1, che si localizza una caduta di tensione ad opera della corrente che scorre nel circuito anodico esterno e che "rientra" al catodo, attraversandola.

La polarità risulta tale che il catodo è positivo, rispetto alla *massa comune* (cui è riferito il negativo della tensione di alimentazione anodica), di una tensione il cui valore (la caduta appunto su R1) è determinato mediante la legge di Ohm, in modo che sia pari al negativo di griglia caratteristico per la valvola impiegata (Vk).

La griglia è collegata alla massa comune attraverso un'opportuna resistenza R2; tale resistenza vincola la griglia dal punto di vista della tensione di polarizzazione, allo stesso potenziale di massa, e quindi essa stessa risulta negativa rispetto al catodo.

Per tale motivo, il circuito di griglia non è percorso da corrente, e quindi, anche per valori molto alti di R2, la griglia è negativa rispetto al catodo esattamente di un valore pari alla Vk.

In altre parole l'aver reso il catodo positivo rispetto alla massa comune, e quindi alla griglia controllo, è lo stesso che aver reso la griglia negativa di quanto serve rispetto al catodo: e questo è proprio quanto si voleva ottenere.

La già citata resistenza R2 (necessaria quando la griglia non sia collegata a massa attraverso altro percorso utile per la corrente continua, ad esempio un'induttanza), deve avere valore tale da non presentare un carico indebitamente basso per la sorgente del segnale che sarà applicata al circuito di griglia; in altre parole, il valore di R2 dovrà essere sufficientemente elevato rispetto all'impedenza del generatore, e cioè del circuito che precede (in genere, centinaia di kΩ almeno).

La presenza di C2 è giustificata dalla frequente necessità di isolare la griglia, per la tensione continua, dai livelli di tensione degli stadi precedenti; ecco perché tale componente prende il nome di *condensatore di blocco*.

Resta ancora da chiarire il motivo della presenza di C1, ovviamente giustificata da quella di R1.

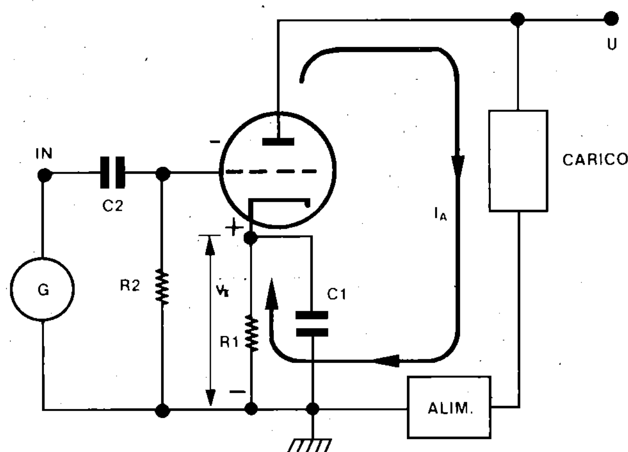


Fig. 2-8 - Negativo di griglia ottenuto col metodo della resistenza inserita fra catodo e massa, nella tipica configurazione di catodo a massa.

La resistenza di catodo infatti, oltre a sviluppare quella caduta di tensione continua che ci consente di ottenere la desiderata polarizzazione, provoca anche una caduta di tensione alternata, giustificata dalla corrente del segnale amplificato che circola nel percorso placca-catodo.

Si dà il caso che questa pur modesta tensione di segnale, oltre a non essere sfruttata agli effetti del circuito di carico, risulta anche in opposizione al segnale presente in griglia: l'effetto che ne risulta equivale quindi ad una diminuzione del segnale utile, e quindi consiste in una diminuzione nella amplificazione altrimenti possibile.

Si tratta di quella che viene chiamata *reazione negativa, o controreazione*.

Poiché in genere questo effetto non è desiderato, ecco allora che vi si provvede creando un percorso a bassa resistenza per la sola corrente alternata, appunto il condensatore C1, che deve presentare bassa reattanza in confronto alla resistenza R1, la quale ne risulta così sostanzialmente cortocircuitata agli effetti del segnale utile.

Classi di lavoro

Negli esempi sia di fig. 2-6 che di fig. 2-7, pur riscontrandosi una certa differenza nella fedeltà con la quale la forma del segnale applicato in entrata viene riproposta, amplificata, in uscita, tuttavia c'è una importante caratteristica in comune: la corrente di placca scorre nel circuito in corrispondenza di tutti i punti del ciclo di segnale, vale a dire che la griglia non viene mai, neanche per pochi istanti, portata a valori di tensione che oltrepassino il punto di interdizione.

Conseguenza di ciò è che la corrente di placca si alza e si abbassa, in corrispondenza delle opposte semionde del ciclo, più o meno nella stessa misura, e quindi il valore *medio* di tale corrente resta sostanzialmente costante, che ci sia, o no, segnale applicato in ingresso.

In questa tipica condizione di funzionamento, si dice che il tubo lavora in *classe A*.

Ora supponiamo invece che la polarizzazione sia assestata in corrispondenza del valore di interdizione, o di poco più positiva: in corrispondenza di un tale valore di polarizzazione, e quindi in assenza di qualsiasi segnale applicato all'ingresso, la corrente di placca è sostanzialmente nulla, o comunque molto modesta.

Vediamo cosa avviene quando invece si applica un segnale; durante la semionda negativa del suo ciclo, la corrente anodica risulta completamente bloccata; nella semionda positiva, la corrente di placca risulterà invece sempre presente, con intensità sostanzialmente proporzionale all'ampiezza del segnale d'ingresso.

In questa situazione, la corrente anodica media cambia nettamente da condizioni di assenza

di segnale a condizioni di segnale presente; ecco quindi che non è più possibile eseguire la polarizzazione automatica (con resistenza di catodo).

Questa condizione di funzionamento si indica come *classe B*; in fig. 2-9A è rappresentata la risposta di un amplificatore polarizzato praticamente in classe B, con angolo di conduzione appena superiore a 90°.

In quei casi in cui la polarizzazione viene assestata su valori intermedi fra quelli tipici della classe A e quelli della classe B, si dice che il tubo lavora in *classe AB;* in altre parole, nell'escursione del segnale d'ingresso fra il suo picco positivo e quello negativo, il tubo si trova a funzionare in parte in classe A, in parte in classe B.

Infine, quando la polarizzazione è posta ad un valore ben oltre il negativo d'interdizione (finanche a tensione doppia), si dice che il tubo vien fatto funzionare in *classe C*, come esemplificato in fig. 2-9/B, dove l'angolo di conduzione è nettamente inferiore a 90°.

Qui è contemporaneamente possibile e necessario usare segnali d'ingresso particolarmente elevati, che riescono a pilotare il tubo fino alla *saturazione*.

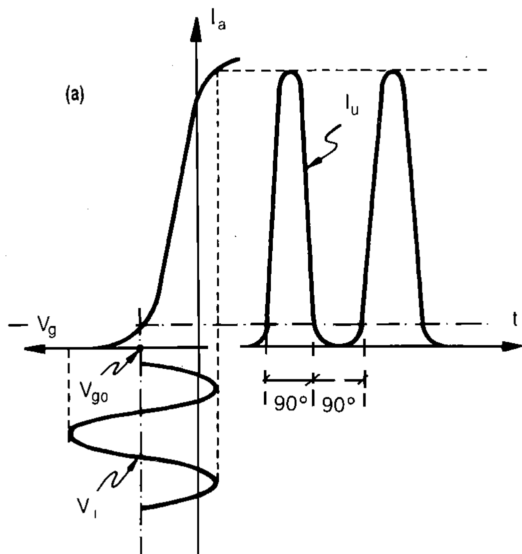
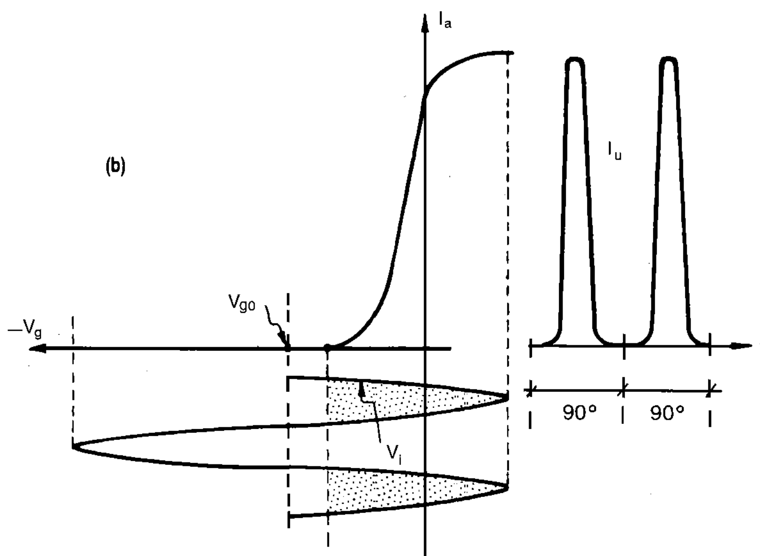


Fig. 2-9 - (a) Funzionamento in classe B
(b) Funzionamento in classe C

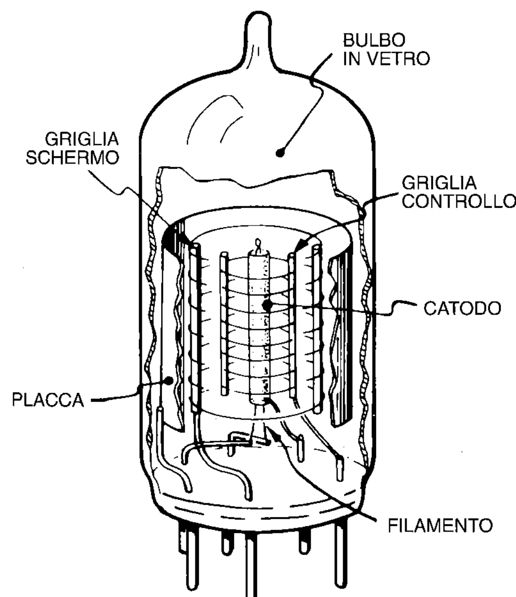


È proprio quest'amplissima escursione dei segnali d'ingresso (dalla interdizione alla saturazione) che giustifica la caratteristica più importante della classe C, e cioè il rendimento anodico più elevato: nel senso che, a parità di potenza di alimentazione fornita al circuito di placca, la potenza di segnale effettivamente disponibile in uscita raggiunge i massimi valori possibili, fino al 70 ÷ 75%, mentre per le classi inferiori tale rendimento è sensibilmente calante (sul 50% per la classe B, sul 30% per la classe A).

C'è però da tener conto anche del rovescio della medaglia, e cioè del fatto che, più ci si allontana dalla classe A, più il segnale riprodotto in uscita risulta distorto, talché la classe C presenta l'inconveniente di distruggere l'informazione eventualmente sovrapposta al segnale, cioè tipicamente la modulazione d'ampiezza.

Quindi, la classe C può essere adottata vantaggiosamente (grazie al suo rendimento) solo per amplificatori a RF di tipo telegrafico, o con modulazione di tipo FM, oppure in tutti quei casi in cui si desideri deformare appositamente il segnale per trarne delle armoniche.

Fig. 2-10 - Esempio costruttivo di tubo elettronico che ne evidenzia la struttura fisica.



Per amplificare segnali a RF modulata, occorrerà invece far lavorare i tubi in classe A, AB o (al massimo) B (almeno mezz'onda riprodotta).

I circuiti base

Negli schemi con i quali sono stati sin qui rappresentati alcuni circuiti applicativi a valvole, la configurazione ripetutamente adottata è quella cosiddetta *a catodo comune* perché consente il massimo rapporto di amplificazione: il segnale viene applicato ai capi della coppia griglia-catodo e viene prelevato dalla coppia placca-catodo, talché il catodo è appunto a potenziale zero (intendiamo, per il segnale alternato da manipolare).

Uno schema pratico di questo circuito base è quello riportato in fig. 2-8; le prestazioni si riassumono brevemente come segue: impedenza d'ingresso, alta; impedenza d'uscita, medio alta; amplificazione, altissima; frequenza massima d'impiego, limitata.

Essendo tre gli elettrodi fondamentali, altrettante sono le configurazioni secondo cui si possono montare circuiti a valvola.

Il secondo che passiamo allora ad esaminare è quello che deve ricorrere alla funzione schermante dell'elettrodo intermedio (la griglia controllo) per superare i problemi di limitazione della risposta in frequenza derivanti dall'effetto della capacità placca-griglia; si tratta del circuito cosiddetto con *griglia a massa*, col ché il circuito d'ingresso (ora sul catodo) risulta elettrostaticamente schermato da quello d'uscita (sempre sulla placca) essendo interposto fra i due elettrodi citati uno schermo a potenziale zero per il segnale, in genere a radiofrequenza (appunto la griglia).

Lo schema è quello di fig. 2-11; le prestazioni sono ora le seguenti: impedenza d'ingresso, bassa; impedenza d'uscita, medio-alta; amplificazione, alta; frequenza massima d'impiego, elevata.

La terza versione vede collegata a massa (sempre riferendoci al segnale) la placca; la denominazione più usata per questo circuito base è quella di *inseguitore catodico*, e la sua funzione è più che altro quella di trasformatore d'impedenza "in discesa" senza rilevante perdita di segnale.

Infatti la tensione d'uscita è leggermente inferiore a quella applicata all'entrata; però la corrente che l'uscita può erogare è notevole, essen-

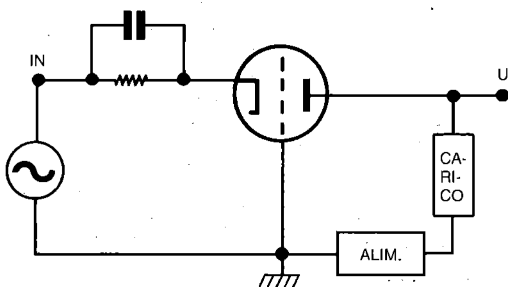
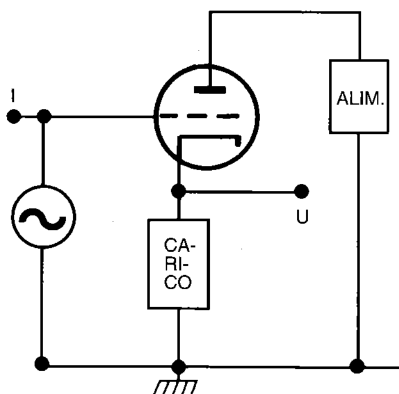


Fig. 2-11 - Amplificatore in circuito griglia a massa, che fa uso dell'azione schermante della griglia fra il circuito d'ingresso e quello d'uscita, per ridurre gli effetti della capacità griglia-placca.

do il punto ad impedenza piuttosto bassa.

Le caratteristiche del circuito riportato in fig. 2-12, possono così essere sintetizzate: impedenza d'entrata, altissima; impedenza d'uscita molto bassa; amplificazione di tensione, inferiore a 1 (però notevole quella di corrente); frequenza d'impiego elevata.

Fig. 2-12 - L'inseguitore catodico, o placca a massa, usato ove occorre adattare un'alta impedenza (generatore) ad un'impedenza molto bassa (carico).



Appendice 6: ESERCITAZIONI - APPROFONDIMENTI

CONSIDERAZIONI VARIE SUI TUBI ELETTRONICI

Alla veloce rassegna sulle caratteristiche dei vari tipi di tubi sin qui esposta, occorre ancora aggiungere qualche breve considerazione specifica.

I parametri

I rapporti fra le variazioni delle grandezze che interessano un tubo a vuoto consentono di identificare immediatamente le caratteristiche di funzionamento o, per meglio dire, le prestazioni del tubo stesso, anche senza ricorrere ai grafici ove tali caratteristiche vengono riportate dal costruttore.

Le variazioni di una grandezza sono indicate facendone precedere il simbolo da Δ (delta).

Ora, la più o meno energica azione di controllo esercitata dalla griglia sulla corrente anodica è esprimibile numericamente mediante il rapporto fra una certa variazione della tensione di placca (cui corrisponderà una certa I_a) e la variazione che, corrispondentemente, si dovrebbe dare alla tensione di griglia (nella zona negativa) per riportare la corrente anodica al valore fissato di partenza.

A tale proposito si da il nome di *coefficiente di amplificazione*, e si indica con la lettera μ.

Esso è quindi espresso dalla formula:

$$\mu = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g}$$

É ovvio che quanto più grande è questo rapporto, tanto più è sensibile l'azione di controllo della griglia.

Altro parametro importante nel funzionamento del triodo è il rapporto fra la variazione della tensione di placca e la relativa variazione di cor-

rente che essa ha provocato, ciò a tensione di griglia costante.

Esso viene chiamato *resistenza anodica* e ovviamente si misura in ohm.

Si ha quindi:

$$R_a = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}$$

La terza grandezza importante rappresenta la variazione di corrente anodica che si può ottenere per una data variazione della tensione di griglia.

Questo rapporto viene indicato con gm.

Dunque il nuovo parametro:

$$g_m = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g}$$

è detto *conduttanza mutua* o anche *transconduttanza.*

Esso talvolta è indicato anche col simbolo S, e in genere si misura direttamente in mA/V.

Dissipazione anodica

Il fatto che gli elettroni emessi dal catodo, accelerati o meno che siano da altri eventuali elettrodi, raggiungano la placca dotati di una velocità nient'affatto trascurabile, e quindi di una certa energia, porta come ovvia conseguenza che la somma di tutte le energie parziali possedute dai singoli elettroni va dissipata sull'anodo, per urto contro lo stesso.

É facile quindi intuire che ne deriva, per tale elettrodo, un riscaldamento, che è tanto più elevato quanto più alto è il numero di elettroni, cioè la corrente, e quanto più elevata è la velocità degli stessi, cioè in definitiva la tensione anodica.

Alla potenza dissipabile in calore esiste ovviamente un limite, perché diversamente la placca e gli elettrodi ad essa vicini assumerebbero temperature intollerabili.

Tale limite è strettamente legato alle dimensioni ed alle caratteristiche costruttive e di funzionamento del tubo, e prende il nome di *massima dissipazione anodica*.

Rumore

In qualsiasi dispositivo elettronico amplificatore esiste un sottofondo continuo di rumore, presente anche quando nessun segnale vi è applicato.

Questo rumore viene provocato proprio dai circuiti elettronici, ed in particolare (nel nostro caso) dalle valvole.

Se perciò, all'ingresso dell'amplificatore viene applicato un segnale estremamente debole, può anche verificarsi che risulti possibile distinguere il segnale utile dal sottofondo di rumore.

Il termine "rumore" in pratica nasce dal fatto che, sempre in condizioni di assenza di qualsiasi segnale d'ingresso, quello che esce da un amplificatore audio (specie se preceduto da stadi ad alta frequenza e se il controllo di volume è regolato molto alto) è un soffio continuo e granuloso: se si tratta di video, l'effetto assume l'aspetto di neve sullo schermo, qualora si sia sintonizzata un'emittente debole.

Le fonti che generano rumore negli amplificatori di alta come di bassa frequenza sono molteplici: un esempio tipico per i tubi è il **rumore termico (o Johnson)**.

Gli elettroni che si muovono in un conduttore possiedono livelli diversi di energia in virtù della temperatura del conduttore stesso.

Le piccole fluttuazioni di energia attorno ai valori staticamente più probabili sono di certo molto modeste, tuttavia sufficienti per produrre piccoli potenziali di rumore entro un conduttore.

Queste fluttuazioni casuali, prodotte dall'agitazione termica degli elettroni, sono appunto quelle che provocano il *rumore termico*, o di tipo *Johnson.*

Altro tipo importante è il **rumore granulare (o effetto shot).**

Normalmente la corrente che scorre in un tubo si considera, in presenza di sola polarizzazione in c.c., costante in ogni istante.

In realtà, sappiamo che si tratta di un flusso di singoli elettroni, e che solo il valore medio nel tempo è effettivamente costante.

Sono proprio le fluttuazioni nel numero di elettroni emessi dal catodo che costituiscono l'effetto granulare, e che quindi danno luogo al relativo rumore; in altre parole, alla corrente mediamente costante che attraversa il tubo può considerarsi sovrapposta una corrente variabile di rumore.

Dispositivi a «stato solido»

Per poter affrontare lo studio dei circuiti contenenti diodi e transistori, è necessario comprendere innanzitutto i principi su cui si basa il loro funzionamento; è allora opportuno esaminare brevemente la fisica dei semiconduttori, pur limitandosi alle conoscenze più basilari e riepilogando quanto già eventualmente detto.

Fisica elementare dei semiconduttori

Com'è noto esistono, dal punto di vista della conduttività elettrica, tre tipi di elementi, che si possono inquadrare nelle grandi famiglie dei *conduttori, isolanti e semiconduttori.*

Un conduttore possiede, nella struttura atomica che costituisce il suo interno, degli elettroni liberi, i quali cioè, non essendo stabilmente vincolati agli atomi cui appartengono, possono spostarsi sotto la spinta di una differenza di potenziale applicata agli estremi del conduttore stesso.

In un isolante invece, tutti gli elettroni sono rigidamente legati agli atomi, cosicché il passaggio di corrente, cioè il flusso di elettroni che si devono muovere nel suo interno, risulta molto difficile da verificarsi.

Un semiconduttore tende a comportarsi, in condizioni normali, più come un isolante che come un conduttore; ad un suo interno però, in determinate condizioni fisico-chimiche, può ugualmente esser provocato un flusso di elettroni.

Un tipico elemento appartenente alla categoria dei semiconduttori è il *silicio;* il suo atomo consiste di un nucleo con 32 cariche positive (protoni) e di 32 elettroni che lo circondano su quattro orbite concentriche.

Gli elettroni contenuti nelle tre orbite interne risultano strettamente legati al nucleo, mentre il legame dei 4 elettroni posti sull'orbita esterna è più debole.

Questa modesta labilità di legami è tuttavia compensata, in questo tipo di strutture cristalline, dal fatto che gli elettroni dell'orbita esterna risultano continuamente "accoppiati" con quelli degli atomi adiacenti; ciò costituisce il rafforzamento che mantiene ben vincolati all'atomo di silicio anche i 4 elettroni più esterni.

Poiché questi si indicano come *elettroni di valenza*, il legame che li accoppia fra di loro si chiama di *covalenza*.

Quindi, poiché gli elettroni di valenza risultano praticamente tutti accoppiati, non possono esserne disponibili per conduzione di corrente di una qualche entità.

Eseguiamo ora un'operazione di drogaggio del semiconduttore, immettendo, all'interno della struttura cristallina del silicio, piccole percentuali di impurità: in questo caso, supponiamo di usare l'arsenico, elemento con 5 elettroni di valenza, cioè con 5 elettroni nell'orbita più esterna.

Succederà che questi elettroni formeranno automaticamente legame di covalenza con gli elettroni degli atomi di silicio; essendo però questi ultimi in numero di 4, rimane libero da questo legame, e quindi di muoversi, un elettrone per ogni atomo di arsenico introdotto.

Si viene così ad avere a disposizione un buon numero di cariche libere (appunto gli elettroni, e quindi negative); applicando una differenza di potenziale ai capi del cristallo, se ne può allora provocare un flusso tale da costituire una corrente.

Il silicio così trattato viene detto di *tipo N*, in quanto le cariche libere introdotte dall'impurità sono negative; gli atomi di arsenico che rendono disponibili questi elettroni si indicano come *donatori*.

Supponiamo ora di immettere, all'interno del cristallo di silicio, le stesse piccole percentuali d'impurità, in questo caso però costituite da un elemento come, per esempio, l'indio, che ha 3 elettroni di valenza.

In perfetta analogia al caso precedente, questi 3 elettroni andranno a formare legame covalente con altrettanti elettroni degli atomi di silicio più vicini: resta però, per un atomo di silicio, un elettrone che non trova il corrispettivo dell'indio cui legarsi.

In questo caso quindi, la struttura presenta la mancanza di un elettrone, che si indica come *buco (o lacuna)*.

Evidentemente, il difetto di una carica negativa si traduce nella disponibilità di una carica positiva; ora quindi le cariche libere sono positive.

Applicando anche in questo caso una opportuna differenza di potenziale al cristallo così "drogato", succederà che un elettrone (negativo) venga attratto da questo buco (positivo); questo elettrone però, andando ad occupare il buco preesistente, ne lascia uno libero nell'atomo da cui si è staccato: tale buco verrà allora occupato, per lo stesso motivo, da un altro elettrone, e così via.

Il fenomeno si propaga in modo da costituire un flusso di elettroni in una certa direzione, ed un flusso di detti buchi nella direzione opposta.

Poiché questi buchi equivalgono a delle cariche positive che si spostano, sono assunti loro come cariche libere che costituiscono la corrente attraverso il semiconduttore; corrente, quindi, di cariche positive che fa chiamare il silicio così trattato di *tipo P*, mentre l'impurità trivalente si chiama *accettore*.

In fig. 2-13 sono schematizzati due blocchetti di semiconduttore drogato rispettivamente di tipo P e N; i cerchietti rappresentano rispettivamente gli atomi accettori e donatori, cioè ioni di segno - e +; i segni + e - esterni ai cerchietti rappresentano le cariche libere, rispettivamente buchi ed elettroni.

LA GIUNZIONE P-N: IL DIODO

Effettuiamo ora l'accoppiamento di due blocchetti di tipo P ed N, supponendo di portarne semplicemente a contatto le due superfici affacciate.

In condizioni di equilibrio, cioè senza alcuna differenza di potenziale applicata dall'esterno (fig. 2-14), si verificheranno immediatamente due fenomeni antitetici ma legati fra di loro.

Le cariche libere presenti in zone immediatamente ai lati della superficie di contatto, si attrarranno neutralizzandosi, cioè eliminando a vicenda il proprio effetto, e lasciando presenti i soli ioni accettori e donatori.

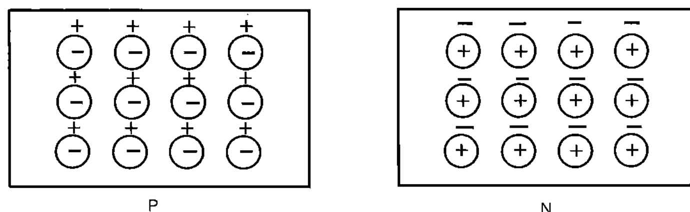
Questi allora, non più neutralizzati, bloccano immediatamente il proseguire del fenomeno citato, limitandolo quindi ad uno spessore estremamente piccolo ai due lati della superficie di accoppiamento.

Infatti, gli atomi accettori, caricati negativamente e presenti nel materiale di tipo P, respingono gli elettroni liberi presenti invece nel materiale N; allo stesso modo, gli atomi donatori presenti nel materiale di tipo N e carichi positivamente, respingono i buchi positivi liberi nel materiale P.

Si crea cioè un piccolo salto di potenziale (detto *barriera o soglia*) ai capi della sottilissima zona centrale chiamata *giunzione*, mentre le cariche libere (elettroni e buchi) risultano allontanate dalla giunzione stessa, appunto per il suo effetto di reciproca repulsione.

Provvediamo ora ad applicare, ai capi della giunzione (e quindi alle estremità dei due blocchetti, rese opportunamente conduttrici) una differenza di potenziale, con segno tale da rendere positivo il cristallo P e negativo il cristallo N (fig. 2-15).

Fig. 2-13 - Rappresentazione schematica di semiconduttore drogato rispettivamente di tipo P ed N, in blocchetti.



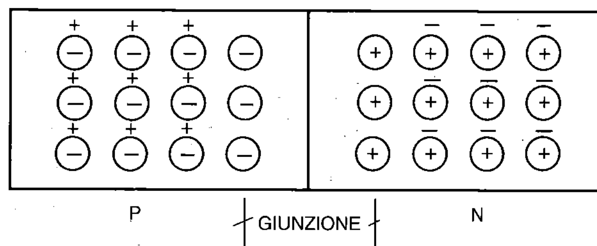


Fig. 2-14 - Rappresentazione semplificata di una giunzione PN, ottenuta accoppiando i due blocchetti della figura precedente.

Il potenziale positivo spinge i buchi (positivi) verso la giunzione, esattamente come fa il potenziale negativo con gli elettroni: si può anche dire che la tensione applicata è di senso opposto alla barriera di potenziale che si era creata ai lati della giunzione per effetto degli atomi donatori ed accettori, ora non più in equilibrio elettrico.

Ovvia conseguenza di tutto ciò è il passaggio di corrente elettrica, in quanto gli elettroni vanno a "cadere dentro" ai buchi; in figura sono indicate le direzioni dei due flussi di cariche opposte.

Fig. 2-15 - Giunzione polarizzata diretta e dislocazione delle cariche.

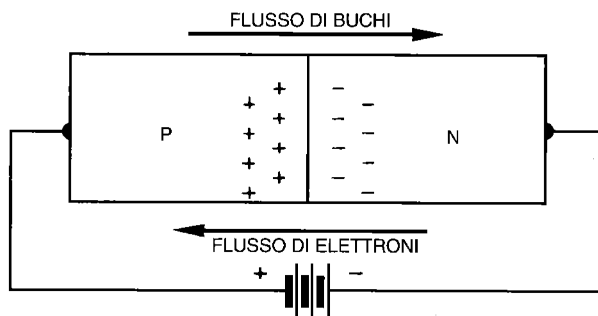


Fig. 2-16 - Giunzione polarizzata inversa e dislocazione delle cariche.

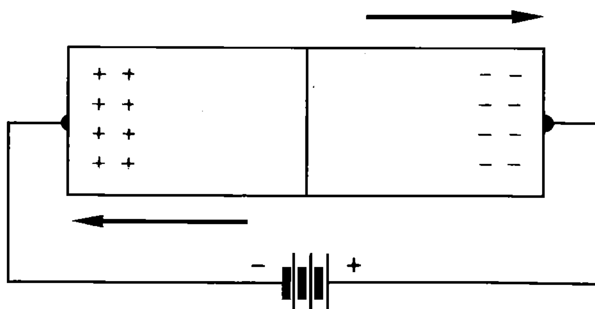




Fig. 2-17 - Simbolo grafico di diodo a semiconduttore.

Invertiamo ora la situazione, provvedendo ad applicare la differenza di potenziale in modo tale da rendere negativo il blocchetto di tipo P e positivo il blocchetto di tipo N.

Il potenziale positivo del cristallo P attira i buchi (positivi) verso il contorno, allontanandoli dalla giunzione; analogamente, il potenziale positivo del cristallo N attira gli elettroni verso il contorno, allontanando essi pure dalla giunzione (fig. 2-16).

Attraverso la giunzione non si avrà quindi alcun passaggio di corrente, risultando la zona sgombra di cariche, quindi isolante: e ciò è ovvio anche considerando che la differenza di potenziale applicata dall'esterno non ha fatto che rinforzare la barriera di potenziale intrinsecamente esistente ai capi della giunzione.

Un dispositivo a due elettrodi di questo tipo, che blocca qualsiasi passaggio di corrente quando è polarizzato in un certo senso, e che invece si lascia attraversare da corrente quando è polarizzato in senso opposto, è l'equivalente perfetto, in versione a semiconduttore, del diodo già visto come tubo a vuoto.

In questo caso, il simbolo è quello riportato in fig. 2-17.

Parametri di utilizzazione dei diodi

Tensione inversa di picco (PIV): è il massimo valore di tensione che, applicata con polarità inversa (cioè di non conduzione) il diodo può sopportare senza danneggiarsi.

Corrente massima: è il più alto valore di corrente di conduzione da cui il diodo può essere attraversato senza danni.

Potenza: è il massimo valore di potenza (cioè di prodotto tensione per corrente in polarizzazione diretta) che il diodo può sopportare senza che abbia a deteriorarsi per l'eccessiva dissipazione di calore cui è costretto.

Tensione di conduzione (o di soglia): valore minimo di tensione diretta che, applicato alla giunzione, provoca la conduzione del diodo; per i normali dispositivi al silicio, il valore è inferiore ad 1 V.

TIPI DI DIODO A SEMICONDUTTORE

Diodi a giunzione

Riallacciandosi a quanto detto esaminando il comportamento di una giunzione PN, questo dispositivo, a parte le varie modalità di costruzione, si presta a sostituire, quasi sempre con vantaggio, il diodo a vuoto (o a gas) in tutte le applicazioni fin qui esaminate.

Esso può essere realizzato usando germanio o silicio, con varie sostanze o percentuali di drogaggio: questi due tipi di materiale definiscono, abbastanza in generale, gli impieghi caratteristici che ne conseguono.

I diodi al germanio sono quasi esclusivamente impiegati in circuiti rivelatori o raddrizzatori a bassi segnali e per basse correnti.

I diodi al silicio sono usati per gli stessi circuiti cui ora accennato, specie se a frequenze molto alte, nonché (in particolare) come raddrizzatori di correnti alternate, per valori di tensione e corrente anche molto elevati.

Diodo Zener

Ancora una volta grazie alle particolari modalità costruttive (drogaggio) della giunzione, si può ottenere che un diodo, polarizzato inversamente, fino ad un certo ben preciso valore di questa polarizzazione non sia attraversato (come del resto è normale che sia) da alcuna corrente, ma per un valore di picco superiore a questo limite, in esso si verifichi bruscamente un netto passaggio di corrente (si dice allora che il diodo va "in valanga"); questa corrente poi aumenta fortemente con il crescere, anche modesto, della tensione di polarizzazione (fig. 2-18).

Inserendo allora, fra sorgente di tensione e diodo, una resistenza limitatrice di valore opportuno, tale cioè da non far scorrere nel diodo stesso correnti di valore pericoloso per la dissipazione di potenza che ne consegue, si realizza un circuito in cui le variazioni di tensione o di carico applicato sono assorbite sotto forma di variazione di corrente entro il diodo stesso.

Infatti, resistenza limitatrice e diodo costituiscono in pratica un partitore nel quale il diodo modifica automaticamente il suo valore di resistenza equivalente in modo da assorbire una

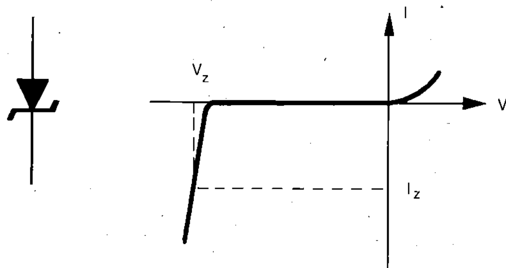


Fig. 2-18 - Simbolo grafico e caratteristica voltampermetrica di un diodo Zener.

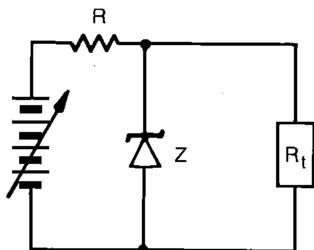
corrente variabile; in tal modo le variazioni di tensione o di corrente che interessano la resistenza limitatrice fanno sí che la tensione ai capi del diodo si mantenga più o meno rigorosamente costante.

La tensione (inversa) cui si verifica la brusca conduzione del diodo si chiama *tensione di Zener*, ed è praticamente costante per ogni diodo, a seconda appunto delle sue modalità di costruzione.

Mediante il circuito di fig. 2-19 è allora possibile ottenere, ai capi del diodo Zener (e quindi del carico applicato) una tensione costante al variare (naturalmente entro certi limiti) sia della sorgente che del carico stesso.

I diodi Zener sono disponibili per valori di tensione compresi fra pochi V e molte decine (e finanche centinaia) di V.

Fig. 2-19 - Rappresentazione circuitale e stabilizzazione di tensione.



La dissipazione di potenza permessa può raggiungere qualche decina di watt.

Varicap

Qualunque diodo semiconduttore costituisce una piccola capacità variabile. Poiché infatti la giunzione PN presenta un addensamento di cariche ai lati della superficie di contatto, e quindi una capacità ben precisa, variando la polarizzazione applicata alla giunzione stessa se ne ottiene un'analoga variazione nella concentrazione delle cariche e quindi nella capacità.

Con opportune tecnologie si possono fortemente esaltare queste caratteristiche, nel senso di ottenere forti capacità ed ampie variazioni delle stesse.

Questi dispositivi sono appunto chiamati varicap, in quanto non sono altro che condensatori variabili elettronicamente.

I normali varicap permettono di ottenere variazioni di qualche decina di pF spostando la polarizzazione di pochi V. Sono disponibili ora dispositivi che permettono, con una decina di V di variazione di tensione, una variazione di capacità di alcune centinaia di pF.

Varactor

É un dispositivo il cui impiego differisce leggermente da quelli fin qui visti, ma che pure riveste una certa importanza nel campo delle telecomunicazioni.

Sostanzialmente si tratta di un diodo al silicio la cui costruzione è curata in modo da esaltare al massimo la caratteristica precipua dei diodi, che è quella di distorcere i segnali ad essi applicati, e quindi ottenerne delle armoniche.

Adducendo quindi, ad uno di questi diodi, un segnale ad una certa frequenza, all'uscita dello stesso, mediante opportuno circuito accordato e filtrante, può essere prelevato un segnale sull'armonica desiderata.

Questa operazione, che è tipica di tutti i diodi, con i varactor permette di ottenere dei rendimenti di moltiplicazione molto elevati, lavorando con potenze anche sull'ordine delle decine e centinaia di watt (genericamente nel campo delle VHF ed UHF).

Sostanzialmente quindi, disponendo di un segnale (anche modulato) di una certa potenza, mediante un varactor esso può essere moltipli-

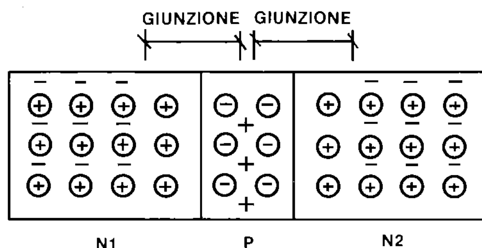
cato in frequenza ad una delle sue prime armoniche senza eccessive perdite di potenza, con tollerabile deterioramento della qualità di modulazione, e senza che sia necessaria alcuna fonte di alimentazione.

Diodi foto-emittenti (LED)

Il diodo ad emissione di luce (appunto Light Emitting Diode) è un dispositivo a semiconduttore ampiamente entrato nell'uso quotidiano sia come indicatore singolo, sia come elemento di visualizzatori più o meno complessi.

Il LED è un diodo che deve le sue prestazioni piuttosto anomale all'adozione di particolari materiali semiconduttori, quali ad esempio l'arseniuro di gallio, la cui caratteristica è quella di produrre luminescenza attorno alla giunzione quando essa è polarizzata diretta.

Fig. 2-20 - Rappresentazione semplificata della doppia giunzione che realizza un transistore.



LA GIUNZIONE DOPPIA: IL TRANSISTORE

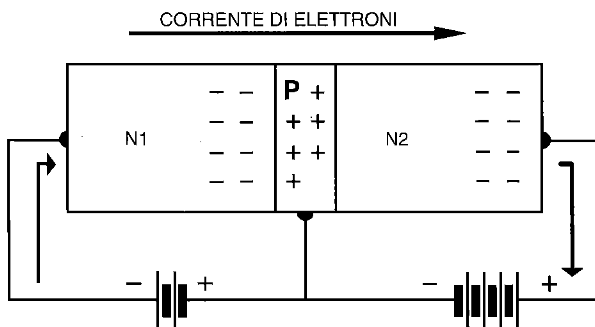
Eseguiamo ora un doppio accoppiamento, interponendo, fra due blocchetti di tipo N, un blocchetto (nettamente più sottile, vedremo il perché) di tipo P; abbiamo così realizzato una doppia giunzione, in questo caso di tipo NPN, ma si potrebbe anche eseguire l'accoppiamento opposto (fig. 2-20).

In condizioni di equilibrio, cioè senza alcuna differenza di potenziale applicata, si formano due giunzioni (NP e PN) esattamente come visto nel caso del diodo: i buchi (positivi) del blocchetto intermedio P vengono respinti in zona centrale dai donatori (positivi) presenti nei due blocchetti di tipo N; a loro volta gli accettori (negativi) della zona centrale P respingono lontano dalle giunzioni gli elettroni liberi dei blocchetti N.

Passiamo ora ad applicare tensione dall'esterno alle due giunzioni: diretta per la N1-P ed inversa per la P-N2; in altre parole, ad N1 è applicato un potenziale negativo rispetto a P, e ad N2 un potenziale positivo sempre rispetto a P (fig. 2-21).

In queste condizioni, il potenziale applicato alla faccia conduttrice di N1 spinge le sue cariche libere, elettroni, verso P; questi elettroni, entrando in P in quanto attratti dal potenziale applicato e dalla cariche libere (buchi), non hanno il tempo di accoppiarsi in modo rilevante con questi buchi (positivi), per due motivi: il piccolo spessore di questa zona, e l'elevata resistenza con cui essa è realizzata (poche impurità = poche cariche libere).

Fig. 2-21 - Transistore polarizzato in modo da essere normalmente percorso da corrente.



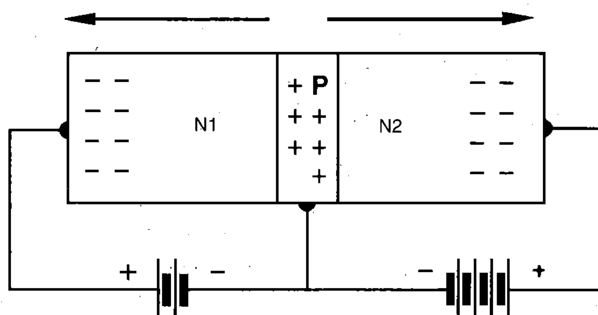


Fig. 2-22 - Transistore polarizzato in modo che il passaggio di corrente al suo interno risulti bloccato.

Gli elettroni allora continuano il loro movimento passando nella zona N2, in quanto attratti dal potenziale positivo ad essa applicato.

Abbiamo così una corrente che attraversa, mantenendo quasi inalterato il suo valore, due giunzioni di cui una è a polarizzazione diretta (e quindi, a bassa resistenza interna) e l'altra è a polarizzazione inversa (e quindi, ad alta resistenza interna).

Inoltre (fatto ancor più importante) la corrente che percorre il circuito esterno della prima giunzione, quella cioè in cui nasce il flusso di elettroni, è molto modesta (abbiamo detto che solo pochi elettroni si combinano con i buchi del blocchetto centrale, deviandone un ben scarso flusso di corrente).

Da ciò nasce il principio di funzionamento di questo dispositivo chiamato *transistore*: a spese di una modesta corrente entro la prima giunzione, si ottiene una elevata corrente entro tutto il dispositivo.

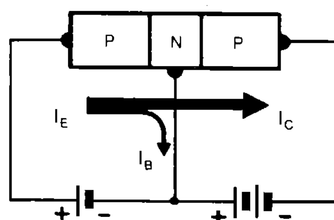
Il blocchetto N1 prende il nome di *emettitore*, il blocchetto P prende il nome di *base*, il blocchetto N2 prende il nome di *collettore* (e la denominazione vale inalterata anche nel caso di transistore PNP).

Considerando allora la base come elettrodo di ingresso (cioè, di controllo) del dispositivo, e l'emettitore o il collettore come elettrodi d'uscita, ne risulta evidente la funzione quale amplificatore di corrente: debole corrente di base (pochi percento o qualche permille della totale) contro elevata corrente attraverso il percorso emettitore-collettore.

Se poi si considera la netta differenza di resistenza delle due giunzioni (bassa, emettitore-base; alta, base-collettore), fatto dal quale deriva poi il nome di *"transistore"*, l'elevata corrente che attraversa l'alta resistenza della zona d'uscita provoca anche un'elevata caduta di tensione (sempre rispetto alla giunzione di entrata): ciò significa anche alta amplificazione di tensione da parte di questo dispositivo. Il fenomeno del suo complesso è graficamente evidenziato in fig. 2-23.

Se le tensioni applicate alle giunzioni che costituiscono un transistore vengono ambedue in-

Fig. 2-23 - Giunzione PNP con schematizzazione grafica dell'andamento delle correnti al suo interno



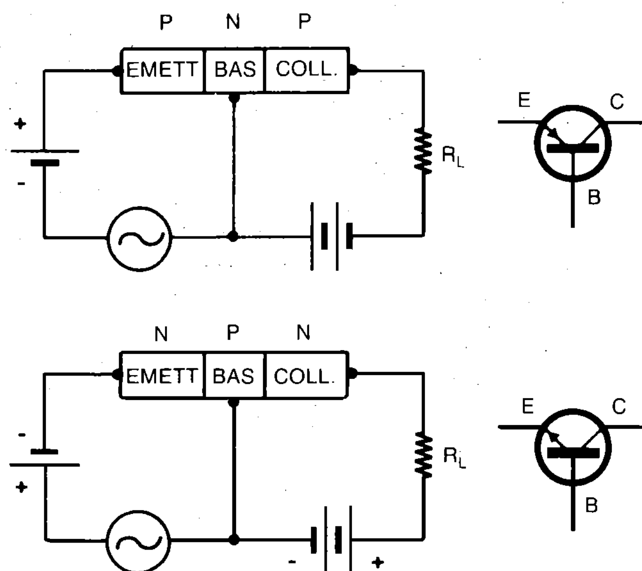


Fig. 2-24 - Transistore di tipo PNP (A) e di tipo NPN (B) con relativo circuito semplificato di polarizzazione e simbolo grafico.

vertite, fermi restando i tipi di materiale dei due blocchetti, non si verifica più alcun passaggio di corrente.

Ma per questo basta solo invertire la polarità di N1-P (fig. 2-22); infatti, in questo caso, il potenziale positivo applicato all'emettitore attira gli elettroni verso l'esterno (sinistro), ed allo stesso modo il potenziale positivo del collettore aggira gli elettroni verso l'esterno (destro).

Invertendo il tipo di materiale, basta invertire anche le polarità, ed il transistore (ora di tipo PNP) si comporta identicamente a quanto sin qui visto.

I due tipi di transistori si rappresentano secondo i simboli grafici di fig. 2-24; da notare che il flusso delle cariche entro il transistore in realtà avviene in direzione opposta al senso della freccia che indica l'emettitore; infatti, trattandosi di un simbolo convenzionale standardizzato, la freccia indica sempre la direzione del flusso positivo di corrente, secondo la convenzione ormai generalmente adottata in elettricità ed elettronica.

Il transistore, cosiddetto a giunzione per i motivi sin qui studiati, è anche contrassegnato col termine *bipolare*, in quanto il suo funzionamento dipende fondamentalmente da ambedue i tipi di portatori di carica presi in esame, e cioè gli elettroni ed i buchi.

La polarizzazione del transistor

Dal paragrafo precedente sappiamo oramai quali sono le polarità delle tensioni da applicare alle giunzioni che costituiscono i transistori, per ottenerne il previsto funzionamento.

Nella stragrande maggioranza dei casi, però, è disponibile una sola tensione di alimentazione (diciamo pure una sola batteria); infatti, il ricorso alle due indicate nelle figure 2-24 non è conveniente, o addirittura è inutile.

Un'unica sorgente di alimentazione sostituisce le due pile (che risultano praticamente in serie) ed è collegata fra collettore ed emettitore, a far parte del ramo circuitale effettivamente percorso dal grosso della corrente; il valore di tensione usato si aggira normalmente sui 10 ÷ 20 V.

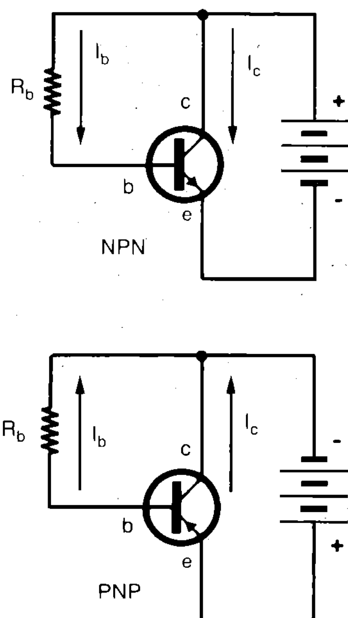


Fig. 2-25 - I circuiti di polarizzazione per i transistori di tipo NPN e PNP.

La debole corrente necessaria per la base è essa pure prelevata (mediante resistenza di limitazione) dall'unica sorgente di alimentazione.

Il circuito completo per la polarizzazione dei transistori nei due tipi NPN e PNP è riportato in fig. 2-25, nella sua versione più semplificata e generica.

Anche in questo caso, le correnti che scorrono nei circuiti di base e di collettore (I_b ed I_c rispettivamente) sono indicate col segno convenzionale.

Con questo semplice sistema ed opportunamente dimensionato il valore della resistenza di base R_b, si ottiene lo scopo di far passare, entro il circuito emettitore-collettore-batteria, la corrente richiesta per le desiderate condizioni di funzionamento del particolare transistore adottato.

Per far ciò, occorre solo conoscere il più tipico parametro del transistore, e cioè quel numero che esprime proprio il rapporto esistente fra la corrente che attraversa il collettore (in uscita) e quella ben più modesta che abbiamo visto circolare in uscita dalla giunzione di base.

Questo numero è indicato con la lettera greca β (beta) e sostanzialmente coincide con l'altra denominazione spesso usata, h_{FE}; la relazione molto semplicemente è questa:

$$\beta = \frac{I_c}{I_b}$$

Essa esprime l'amplificazione di corrente del transistore.

Se quindi di un transistore sappiamo che, per scelta ragionata, esso deve funzionare con una corrente di collettore pari a 5 mA, e che il suo β (denunciato, fra le varie caratteristiche, dal costruttore) è 100, possiamo subito risalire alla corrente che dovrà passare nel circuito di base, e quindi nella resistenza R_b.

Infatti, operando sulla formula del β, otteniamo che:

$$I_b = \frac{I_c}{\beta} = \frac{5}{100} = 0{,}05\,\text{mA} = 50\,\mu\text{A}$$

Parametri d'uso del transistor

Diversi altri sono i parametri di cui tener conto per l'applicazione dei transitori bipolari a giunzione.

I principali sono:

la V_{CE}, tensione massima ammissibile fra collettore ed emettitore;

la I_C, corrente massima permessa nel passaggio fra emettitore e collettore;

la P_D, dissipazione di potenza massima con cui il transistore può operare;

la f_t, prodotto minimo fra guadagno e larghezza di banda (ovvero minimo valore della frequenza di lavoro cui il guadagno è 1).

I circuiti base

La dote intrinseca del componente attivo chiamato transistore è la sua amplificazione, sia di corrente che di tensione; il suo impiego va quindi tipicamente visto come amplificatore.

Ecco allora la necessità di contrassegnare un elettrodo destinato all'entrata del segnale da amplificare, ed uno destinato all'uscita del segnale amplificato.

Le configurazioni base secondo le quali è possibile far funzionare un transistore sono tre (esattamente come per i tubi a vuoto); l'ingresso sarà sempre applicato fra i due capi della giun-

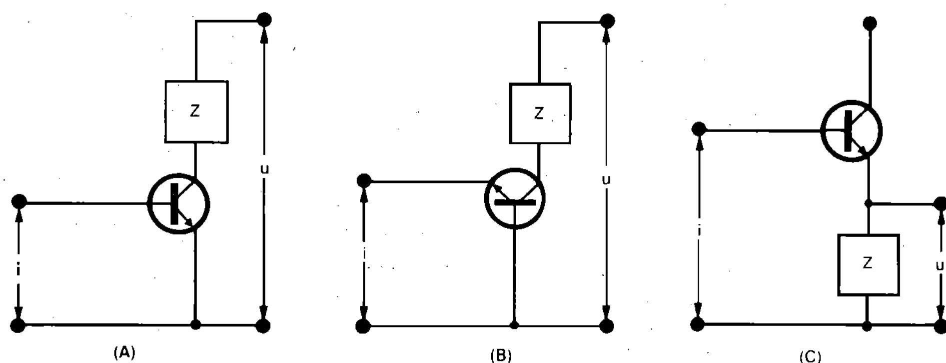


Fig. 2-26 - Configurazione base secondo cui è possibile realizzare un circuito a transistore.

zione singola base-emettitore, l'uscita sarà sempre prelevata dai capi della giunzione doppia collettore-emettitore.

I tre casi possibili sono riportati in fig. 2-26; essi sono riferiti solo al tipo NPN, essendo questo estremamente più diffuso del PNP (per il quale tuttavia le configurazioni restano identiche).

Per la massima semplicità non è qui riportato il sistema di polarizzazione, così da concentrare l'attenzione sui punti in cui sono presenti i segnali veri e propri.

Il carico ai capi del quale si localizza la tensione di segnale da utilizzare come uscita è qui rappresentato sotto forma di generica impedenza Z; in tal modo possiamo considerare utilizzata indifferentemente una normale resistenza, un'induttanza, un circuito risonante, un trasformatore, o quant'altro serva, a seconda delle esigenze d'impiego.

Il primo circuito (A) è il cosiddetto *emettitore comune*, la versione più ampiamente usata nell'amplificazione dei segnali.

Il secondo circuito (B) è il cosiddetto *base comune*, configurazione sostanzialmente adottata a frequenze molto alte o in certi circuiti oscillatori.

Il terzo circuito (C) è il cosiddetto *collettore comune*, ma è meglio noto come *inseguitore di emettitore*, le sue applicazioni più tipiche sono come trasformatore d'impedenza.

La tabella che segue condensa le caratteristiche salienti per le tre configurazioni.

In ogni caso, va tenuto presente che il transistore è un dispositivo che funziona in corrente, nel senso che il suo ingresso richiede di essere pilotato con della corrente (anche se modesta); ciò, a differenza dei tubi a vuoto che, salvo per applicazioni di notevole potenza, non richiedono alcun passaggio di corrente nell'elettrodo di controllo che è la griglia.

Il termine *"comune"* viene spesso sostituito dalla dizione *"a massa"*.

Caratteristica	Emettitore comune	Base comune	Collettore comune
Amplificazione di tensione	molto alta	alta	< 1
Amplificazione di corrente	alta	< 1	molto alta
Amplificazione di potenza	alta	media	bassa
Frequenza limite di lavoro	bassa	alta	bassa
Impedenza d'entrata	medio-bassa	molto bassa	alta
Impedenza d'uscita	media	medio-alta	molto bassa

TRANSISTORI AD EFFETTO DI CAMPO (F.E.T.)

La struttura fondamentale di un transistore cosiddetto ad effetto di campo (vedremo presto il motivo di tale denominazione) si basa su una piccola barra di materiale semiconduttore, tipicamente silicio a drogaggio N.

Ad una delle estremità della barra è realizzato un contatto ohmico (vi è cioè riportata una zona di materiale conduttore) che prende il nome di *source*, in quanto si comporta come sorgente della corrente che attraversa il dispositivo; l'analoga metallizzazione all'estremità opposta prende il nome di *drain*, essendo l'elettrodo che "deriva", che cioè assorbe le cariche.

Quando il dispositivo è polarizzato in modo tale da essere in conduzione, le cariche elettriche disponibili (elettroni, nel caso citato di silicio N) fluiscono lungo la barra attraverso un canale che viene a crearsi nella sua zona più o meno centrale, e che collega fra di loro source e drain.

La consistenza e la conducibilità di questo canale vengono controllate da elementi opportunamente disposti (essi pure) sulle barrette, in posizioni perpendicolari al canale stesso; questi elementi, realizzati mediante zone a drogaggio P (sempre restando al nostro esempio di partenza) e con la solita metallizzazione che consente il contatto elettrico, prendono il nome di *gate*, funzionando come saracinesche che aprono o chiudono il canale (collegati assieme internamente).

Il modo con cui gate e canale interagiscono è perfettamente paragonabile a quello che avviene tra le armature di un condensatore e l'eventuale dielettrico.

In particolare, una carica dislocata su un'armatura (nel nostro caso, il gate) induce una carica uguale ma opposta sull'altra armatura o sul dielettrico (nel nostro caso, il canale).

A seconda della polarità di questa carica indotta, la conducibilità del canale ne risulta aumentata o diminuita rispetto alla situazione di partenza (carica zero).

In ogni caso, lo spessore del canale (potremmo dire, la portata) viene determinato in funzione del campo elettrostatico provocato dalle cariche presenti sul gate: da qui il nome del dispositivo, che viene anche indicato come *unipolare* in quanto la corrente che scorre nel canale è costituita da un solo tipo di cariche (come al solito, elettroni nel silicio N e buchi nel silicio P).

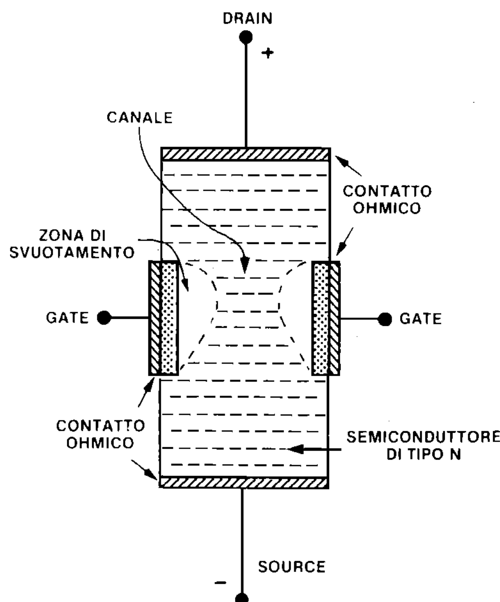
Ricordiamo invece che nel transistore, dispositivo *bipolare*, la corrente dipende dall'interazione fra i due tipi di portatori di carica.

Ritornando alla struttura in esame (fig. 2-27), l'elettrodo che costituisce il gate (sdoppiato e simmetricamente disposto) corrisponde a due classiche giunzioni PN, il cui comportamento già ben conosciamo.

Quando queste giunzioni sono polarizzate in senso inverso alla conduzione, si forma, nelle immediate vicinanze, una regione di svuotamento ("depletion") di cariche, in quanto il segno negativo applicato al gate allontana gli elettroni dalla giunzione; in tal modo, la variazione della tensione di polarizzazione, provocando aggiunta o sottrazione di cariche, altera le dimensioni di tale zona di svuotamento.

Conseguenza diretta è pure l'alterazione della superficie trasversale del canale, talché la sua conducibilità elettrica ne risulta corrispondentemente alterata, e di conseguenza anche la corrente che vi scorre.

Fig. 2-27 - Modalità costruttive semplificate di un transistore ad effetto di campo, con gate a giunzione.



Quando si opera con il gate inversamente polarizzato (ed è questa la più normale situazione per un FET), l'impedenza d'ingresso risulta inevitabilmente elevata, per poi crollare nel caso di polarizzazione diretta, quando cioè comincia a passare una pur debole corrente anche attraverso tale giunzione.

Il comportamento è quindi fortemente analogo a quello della griglia di un tubo a vuoto, che del resto è esso pure un dispositivo che basa il suo funzionamento sul campo elettrico prodotto dalla griglia in zona opportuna del percorso delle cariche fra catodo e anodo.

In fig. 2-28 è rappresentato il simbolo grafico del FET.

Il MOSFET

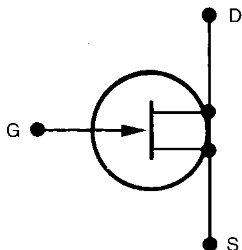
Se l'elettrodo di comando di un dispositivo ad effetto di campo, anziché essere realizzato mediante una giunzione PN, è un elettrodo metallico separato dal canale da un sottilissimo strato di dielettrico (quale per esempio l'ossido di silicio), tale dispositivo prende il nome di MOSFET, dove MOS indica appunto la sequenza: metallo-ossido-semiconduttore (fig. 2-29).

Il gate, in questo caso, risulta perfettamente isolato: quindi, anche applicando tensione positiva allo stesso, ferma restando l'azione di attivazione del canale, la resistenza d'ingresso del dispositivo resta elevatissima, in quanto il gate non sarà mai percorso da corrente; ciò consente quindi una maggiore flessibilità d'impiego.

La struttura del MOSFET si presta particolarmente ad incorporare un secondo gate, esso pure isolato dal canale, che rende ancor più ampia la gamma di possibili applicazioni del dispositivo: tale gate n° 2 si presta infatti, oltre che come possibile secondo ingresso di segnale, anche come elettrodo atto a dosare opportunamente le prestazioni ottenibili; inoltre la sua presenza rende il dispositivo un po' equivalente al tetrodo a vuoto, nel senso che il secondo gate attenua gli effetti della sempre inevitabile capacità entrata-uscita del MOSFET, essendo in realtà i due gate realizzati in serie entro il dispositivo.

Al contrario del gate 1, il gate 2 richiede una polarizzazione diretta; ad esso cioè va applicata una tensione leggermente positiva, sempre riferendoci alla versione con canale N, il cui simbolo è in fig. 2-30.

Fig. 2-28 - Simbolo grafico del FET, cosiddetto a canale N (nel caso di drogaggio opposto del silicio, il FET si dice a canale P, ed il suo simbolo ha la freccetta rivolta verso l'esterno).



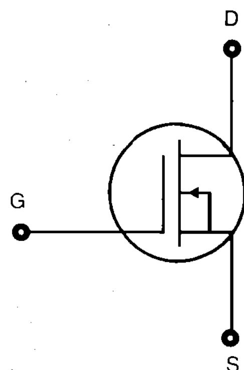
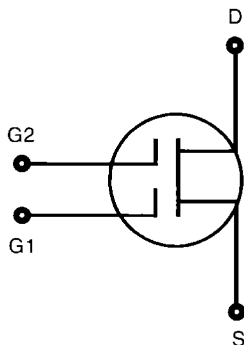


Fig. 2-29 - Simbolo di MOSFET a canale N.

Fig. 2-30 - Simbolo grafico di MOSFET a doppio gate.



In conclusione, il gate 1 è quello di segnale, mentre il gate 2 è quello di controllo.

I principali parametri del FET

I parametri usati per definire il funzionamento di FET e MOSFET sono molto simili a quelli dei tubi termoelettronici; il più comune è forse: la transconduttanza Gm, cioè il rapporto fra la variazione di corrente di drain ottenuta e la variazione di tensione gate-source applicata

$$(Gm = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}})$$

Inoltre, fra i tipici valori che i manuali forniscono, citiamo:

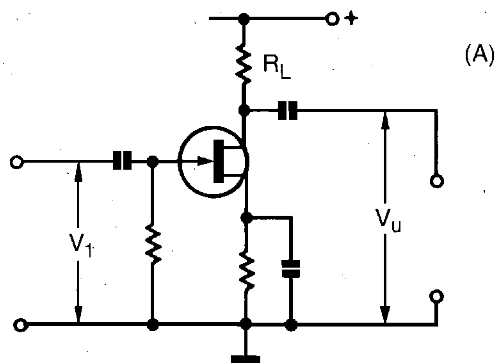
V_{GS}, tensione massima di gate
I_D, corrente massima di drain
P_D, dissipazione massima del dispositivo
r_{DS}, la resistenza di canale.

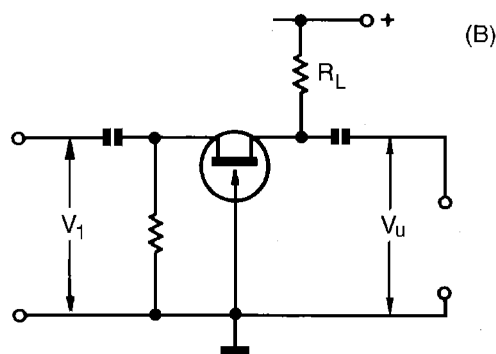
Circuiti base

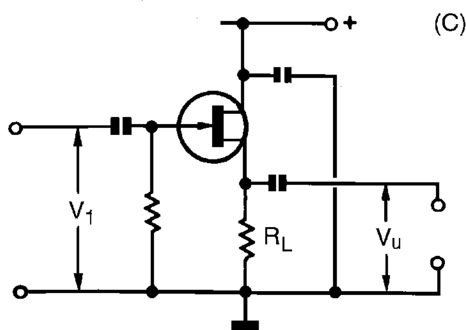
Il modo di realizzare i circuiti amplificatori a FET e MOSFET in relazione agli elettrodi d'entrata e d'uscita rispecchia esattamente quanto è già stato detto e visto a proposito di tubi e transistori bipolari; le configurazioni base saranno quindi: source comune, gate a massa e drain comune (o inseguitore di source), rispettando in linea di massima le prestazioni già discusse (fig. 2-31).

In particolare, i valori d'impedenza nei vari casi rispecchiano la situazione tipica per i tubi a vuoto, al cui comportamento già abbiamo visto che i dispositivi ad effetto di campo sono molto vicini (salvo naturalmente le tensioni di alimentazione).

Fig. 2-31 - Tipi di amplificatore a FET: source comune (A); gate comune (B); drain comune, o source-follower (C).







CLASSI DI FUNZIONAMENTO

La suddivisione del funzionamento dei transistori in classi rispecchia esattamente le caratteristiche generali fissate ed esaminate per le valvole, salvo che i valori e le modalità di polarizzazione dei due dispositivi sono in genere piuttosto diverse, a volte anzi antitetiche.

Puntualizziamo quindi gli elementi caratteristici che contraddistinguono le varie classi di funzionamento sulla base di validità più generale, e contemporaneamente generica, in modo tale da poterne inquadrare le principali differenze senza doversi riferire ai singoli valori di tensione od alle specifiche curve caratteristiche.

L'elemento di riferimento può essere la porzione di periodo del segnale durante la quale circola corrente nel dispositivo; in funzione di ciò, o almeno in diretta conseguenza, si possono contraddistinguere le quattro classi di funzionamento:

- classe A: la corrente circola per tutto il periodo del segnale d'ingresso;
- classe AB: la corrente circola per meno di un periodo intero, ma per più di mezzo periodo;
- classe B: la corrente circola pressoché esattamente per mezzo periodo;
- classe C: la corrente circola per meno (e anche sensibilmente) di mezzo periodo.

Gli amplificatori a stato solido sin qui studiati sono evidentemente in classe A ed il segnale d'uscita riproduce, con maggiore o minore fedeltà, la forma di quello d'ingresso.

La classe B permette una riproduzione lineare soltanto con particolari configurazioni circuitali (che esamineremo sotto il nome di controfase).

La classe C viene generalmente usata in certi amplificatori a radiofrequenza, ove si utilizzano carichi consistenti in circuiti risonanti che permettono di ottenere, come si vedrà, nuovamente un'uscita sufficientemente sinusoidale.

Appendice 7: ESERCITAZIONI-APPROFONDIMENTI

POLARIZZAZIONE DI TRANSISTORI A GIUNZIONE

Prima di procedere al dimensionamento vero e proprio di R_b (fig. 2-25) sulla base delle prestazioni che interessa ottenere dallo stadio in esame, è necessario premettere un'opportuna precisazione.

Fra base ed emettitore di un transistore l'unica differenza di potenziale esistente è quella piccola barriera di potenziale che abbiamo visto formarsi ai capi della giunzione, e che appunto va compensata per portare in conduzione la giunzione stessa.

Ora, essendo la tensione di alimentazione del transistor almeno sull'ordine di una decina di volt, ed essendo invece la soglia di conduzione della giunzione sull'ordine delle centinaia di mV, quest'ultimo valore può venire trascurato rispetto all'altro; in altre parole, la base può essere considerata (per il calcolo della resistenza di polarizzazione) allo stesso potenziale dell'emettitore, talché la tensione localizzata ai capi della R_b è (in prima approssimazione) tutta quella di alimentazione.

Supponiamo quindi che la sorgente di alimentazione sia alla classica tensione di 12 V, che ritroviamo tutti (per l'approssimazione fatta) ai capi di R_b.

Siamo così in grado di eseguire l'ultimo calcolo necessario:

$$R_b = \frac{12\ V}{0{,}05\ mA} = 240\ k\Omega$$

Se volessimo tener conto anche della tensione di soglia (che per la giunzione al silicio è sui 600 ÷ 700 mV), il nostro calcolo diventerebbe:

$$R_b = \frac{V_{batt} - V_{BE}}{I_B} = \frac{12-0{,}6}{0{,}05} = 228\ k\Omega$$

POLARIZZAZIONE DEI FET

La già accennata similitudine di comportamento fra dispositivi ad effetto di campo e valvole si manifesta anche nelle modalità di polarizzazione.

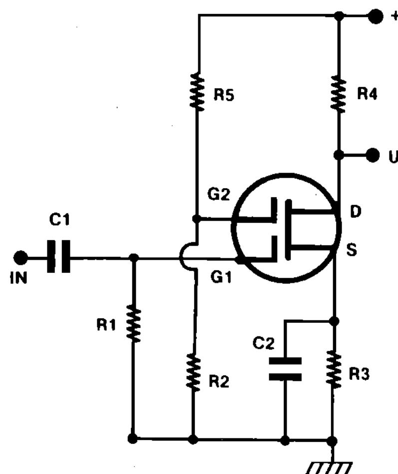
Infatti, poiché FET e MOSFET operano con polarizzazione inversa sull'elettrodo di segnale, la tensione a ciò necessaria viene semplicemente ottenuta con resistenza di caduta in serie al source.

In fig. 2-32 è riportato lo schema di polarizzazione per un MOSFET a doppio gate a canale N (se fosse a canale P, basta semplicemente invertire le polarità dell'alimentazione); esaminiamo per ora il problema della polarizzazione del 1° gate.

Il componente determinante per la polarizzazione automatica è ancora una volta la resistenza di source R3, come già visto per i tubi, corredata da C2 e C1-R1.

Conoscendo il valore della tensione negativa di gate richiesto dalle caratteristiche del MO-

Fig. 2-32 - Circuito di polarizzazione complessiva di un MOSFET a canale N.



SFET usato, nonché la corrente che conseguentemente passa nel circuito source-drain, basta applicare la legge di Ohm per calcolare il valore di R3.

Supponiamo per esempio che:

$$V_g = -1\ V \qquad I_d = 5\ mA$$

avremo allora:

$$R_3 = \frac{1}{5 \cdot 10^{-3}} = 200\ \Omega$$

La presenza di C2, è, come già visto, giustificata dalla necessità di un percorso a bassa reattanza per il segnale, onde non perdere anche questo per caduta su R3; R1 anche qui serve a vincolare il potenziale del G1 a quello di massa; C1 disaccoppia la tensione continua di G1 da quello dello stadio precedente.

Il drain è collegato al positivo dell'alimentazione attraverso la regolamentare resistenza di carico (ma sappiamo che potrebbe anche esservi un circuito risonante, un trasformatore, o simili).

Resta ora da completare il circuito per quanto concerne la polarizzazione del G2, che non può ottenersi per semplice caduta su resistenza in serie (come per la griglia schermo delle valvole o anche per la base dei transistori) in quanto ricordiamo che questi gate sono completamente isolati, e quindi non assorbono la benché minima corrente.

La tensione leggermente positiva di G2 può allora ottenersi con un semplice partitore resistivo, il cui rapporto fra i valori di resistenza è identico ai rapporti di tensione che si vogliono ottenere.

Se, per esempio, la tensione di alimentazione è di 12 V, ed il valore di polarizzazione (in questo caso, positiva) del G2 deve essere di 2 V, possiamo semplicemente risolvere con una resistenza complessiva di 12 kΩ (in modo che il partitore "rubi" all'alimentazione una corrente piuttosto modesta, e cioè 1 mA); possiamo così ottenere subito (anche mnemonicamente!) che, essendo V_{G2} = 2V, sarà anche R_{G2} (cioè R2) = 2 kΩ, e quindi R5 sarà pari ai restanti (per sommare a 12) 10 kΩ, cui corrispondono i 10 V di caduta.

IL RUMORE NEI TRANSISTORI

In perfetta analogia a quanto già visto a proposito delle valvole, anche nei transistori, siano essi a giunzione o ad effetto di campo, esistono fenomeni fisici ben precisi che contribuiscono alla generazione di un segnale di fondo che in pratica si traduce in un rumore indesiderato.

In un transistore a giunzione, in aggiunta al rumore termico universalmente presente, un tipo di rumore nasce dalla variazione casuale del movimento delle cariche che attraversano le giunzioni di emitter e di collettore, nonché dalla ricombinazione casuale delle lacune e degli elettroni nella zona di base.

Esiste anche un effetto di partizione dovuta alla fluttuazione casuale che si verifica nella divisione della corrente fra il collettore e la base.

Contrariamente al caso dei tubi, nei transistori la quantità di rumore generata non dipende solo dalla larghezza di banda ma anche dalla frequenza centrale (oltre che dalle condizioni di polarizzazione).

Il comportamento dei transistori ad effetto di campo è molto buono sotto l'aspetto del rumore generato.

Le principali sorgenti di rumore sono, in questo caso: il rumore termico del canale di conduzione, il rumore granulare provocato dalla corrente di fuga nel gate, ed il rumore causato da effetti di superficie, variabile (come nel caso dei transistori) con legge inversamente proporzionale alla frequenza.

É altresì opportuno far notare che, a differenza dei transistori bipolari, il rumore generato dai FET dipende dal punto di lavoro, cioè dalla polarizzazione, in modo meno netto.

Circuiti amplificatori

AMPLIFICATORI DI BASSI SEGNALI

Gli schemi dei circuiti riportati per esemplificare le modalità di polarizzazione ed i vari tipi di amplificatori sono sempre stati del cosiddetto tipo RC, costituiti cioè, oltre che dai dispositivi attivi, solamente da resistenze e condensatori.

É questo il classico caso degli amplificatori previsti per funzionare su basse frequenze e per bassi valori di segnale sia in entrata che in uscita; in altre parole, non vi è richiesta e coinvolta potenza apprezzabile nei segnali in gioco.

Si tratta tipicamente di stadi di amplificazione che, eventualmente collegati in cascata con gli altri, consentono di elevare anche di molto i livelli di tensione di deboli segnali.

Caratteristica saliente di questa ampia classe di amplificatori è comunque (siano essi RC o LC) la seguente: l'ampiezza del segnale deve essere così piccola che il punto di funzionamento, pur spostandosi sul tratto rettilineo della caratteristica d'ingresso che ne rappresenta il funzionamento, rimanga nella zona lineare.

Ricapitoliamo intanto le caratteristiche salienti che influiscono sulla scelta della versione circuitale più consona.

Già si è accennato come *l'amplificatore con catodo, emettitore o source comune* sia il più diffusamente usato nei normali circuiti che richiedano amplificazioni elevate su valori di impedenza abbastanza alti.

Il suo uso si può ritenere ugualmente esteso sia agli amplificatori di tensione che a quelli di potenza.

L'*amplificatore con griglia, base o gate comune* viene particolarmente e quasi esclusivamente usati nei circuiti che lavorano a frequenze molto elevate, per le quali l'effetto della capacità ingresso-uscita sarebbe intollerabile.

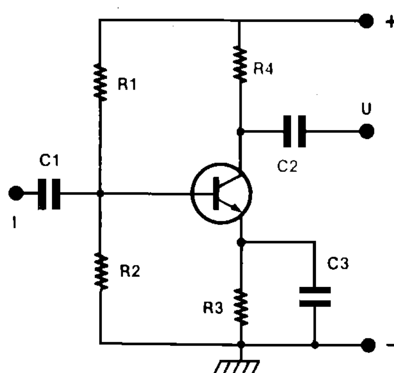
Esso trova buon impiego, oltre che come amplificatore di tensione per segnali a frequenze molto elevate, anche come amplificatore di potenza a RF.

L'*inseguitore* di catodo, emettitore o source è in pratica usato unicamente come adattatore di impedenza o separatore; esso infatti permette di adattare un carico di valore molto basso, che viene collegato all'uscita, ad un generatore di impedenza molto alta, che viene applicato all'ingresso, senza che quest'ultimo ne risulti inadeguatamente caricato, e senza che ne derivi una sostanziale attenuazione di tensione, come invece si avrebbe adottando un normale trasformatore.

Amplificatore R-C

Passiamo ora ad esaminare un po' più da vicino uno schema pratico e completo di amplificatore per bassi segnali i cui elementi costitutivi siano, per ora, solamente resistenza e capacità; la versione è quella di fig. 2-33, di uso classico

Fig. 2-33 - Circuito di amplificatore a transistore NPN, completo di polarizzazione automatica e stabilizzata.



per frequenze audio o poco più elevate.

La "sovrabbondanza" di resistenze presenti in circuito deriva dal fatto che lo schema è riportato nella sua versione più elaborata, nella quale cioè è stato introdotto il sistema di polarizzazione che consente anche la stabilizzazione delle condizioni di lavoro contro le variazioni di temperatura.

Succede infatti che la temperatura ha effetti tutt'altro che trascurabili sui semiconduttori, nel senso che nella giunzione base-emettitore passa sempre una pur modesta corrente inversa di dispersione che può assumere valori rilevanti al crescere della temperatura stessa, modificando di conseguenza la corrente di collettore: oltretutto, il fenomeno potrebbe esaltarsi fino a livelli di pericolo.

Ecco allora la presenza delle resistenze aggiuntive R2 ed R3, che servono appunto ad introdurre un comportamento compensativo.

Le funzioni dei condensatori in circuito sono le stesse viste in precedenza: C1 e C2 servono a trasferire il segnale in ingresso ed in uscita bloccando le tensioni continue di polarizzazione ed alimentazione; C3 serve a far sí che l'emettitore del transistore sia "freddo" per il segnale alternato, sia cioè allo stesso potenziale di massa, così da non aversi alcuna riduzione nell'amplificazione, che invece si avrebbe se una parte del segnale restasse localizzata (e quindi inutilizzata) ai capi di R3.

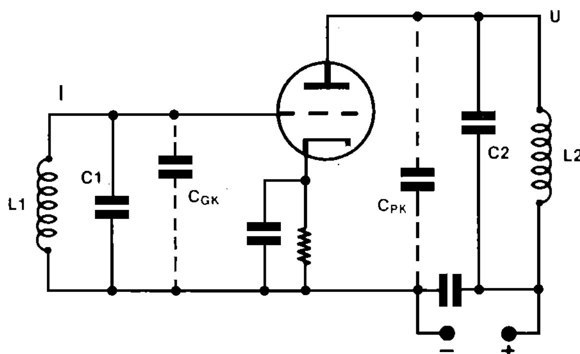
Amplificatori a RF

Sotto molti aspetti, quando un amplificatore per bassi segnali deve lavorare a radiofrequenza la sua struttura è simile al tipo RC già esaminato; esistono tuttavia alcuni parametri, di cui si deve tenere particolarmente conto per realizzare contemporaneamente il massimo di amplificazione e stabilità di funzionamento, e che quindi influiscono sulla struttura circuitale.

Nella stragrande maggioranza dei casi si adottano amplificatori selettivi, equipaggiati cioè con circuiti risonanti a Q più o meno elevato e spesso in grado di risolvere contemporaneamente più d'uno dei problemi sopra citati, il più pressante dei quali è in genere quello delle capacità interelettrodiche: il loro effetto, se è trascurabile a frequenze basse, non lo è più a frequenze alte. In altre parole, le reattanze di queste *capacità interelettrodiche* sono, a frequenza audio, tanto alte che possono quasi sempre venire trascurate, mentre lo stesso non avviene alle radiofrequenze, ove si può facilmente verificare che il loro valore sia anche nettamente più basso della resistenza di carico che servirebbe per la richiesta amplificazione (di tensione o di potenza che sia).

Ci riferiamo qui, in modo particolare, alle capacità d'ingresso e d'uscita del dispositivo (cioè la C fra griglia e catodo, e quella fra placca e catodo); il loro effetto al crescere della frequenza è quindi quello di tendere a cortocircuitare, con la loro sempre più bassa reattanza, il segnale alternato vivi presente.

Fig. 2-34 - La presenza di circuiti risonanti posti in entrata ed in uscita di un amplificatore consente di "assorbire" l'effetto delle relative capacità interelettrodiche.



Poiché non possiamo eliminare la causa (le capacità discendono dalla struttura fisica del tubo), cerchiamo allora di porre rimedio al loro effetto: ciò si ottiene incorporandone il valore nella capacità necessaria ai circuiti risonanti che, anche per questo motivo, sono appunto posti all'ingresso e all'uscita del tubo amplificatore (fig. 2-34).

Ciò significa che il valore necessario per far risuonare le bobine L1 ed L2 alla frequenza di lavoro sarà costituito rispettivamente da $C1+C_{GK}$ e da $C2+C_{PK}$.

Amplificatore "cascode"

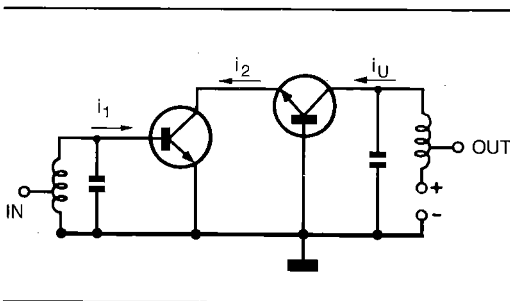
É un circuito costituito da due amplificatori (a triodo) collegati in cascata come è rappresentato in fig. 2-35: il primo è un emettitore a massa ed il secondo una base a massa.

Il primo stadio, caricato dalla bassa impedenza di emettitore del secondo, risulta intrinsecamente stabile in quanto la sua amplificazione è di poco superiore ad 1; poiché però l'impedenza d'ingresso è discretamente elevata, si ha guadagno di tensione dovuto al rapporto in salita (1 a 3 / 1 a 4 normalmente) del trasformatore (o autotrasformatore) d'ingresso.

Il secondo stadio risulta esso pure intrinsecamente stabile trattandosi di una base a massa, e presenta un discreto guadagno, tipico appunto di questa configurazione.

Risultato finale: amplificatore particolarmente stabile e adatto per l'uso in VHF, con guadagno complessivo pari o superiore a quello di un catodo a massa al massimo delle sue prestazioni.

Fig. 2-35 - Schema di principio di un cascode a transistori.



AMPLIFICATORI DI POTENZA

Problemi di riproduzione

A seconda della classe in cui vengono fatti funzionare, nonché dell'entità del segnale loro applicato, gli amplificatori usati per elevati livelli di potenza sono in grado di riprodurre inalterata solamente una parte del ciclo di segnale.

Allo scopo di ripristinare in qualche modo una certa fedeltà di riproduzione, occorre intervenire circuitalmente in modo da limitare l'effetto delle armoniche (amplificatori a radiofrequenza) o da evitarne il più possibile la formazione.

Armoniche

Si è già visto, ed a più riprese, che gli amplificatori, specie se il livello del segnale d'ingresso è elevato, introducono deformazioni più o meno sensibili.

Ciò significa che il segnale d'uscita non riproduce quello d'ingresso solamente amplificato, ma che in esso si trova qualcosa di diverso.

Così se, ad esempio, il segnale entrante è perfettamente sinusoidale, quello in uscita non lo sarà più.

Ricordiamo allora quanto fu detto a suo tempo, e cioè che ogni corrente alternata di forma diversa quanto si vuole da quella sinusoidale è riconducibile ad una somma di segnali (tutti sinusoidali) la cui frequenza fondamentale è quella stessa del segnale di partenza ed i cui altri termini della somma hanno frequenze multiple della fondamentale: si può quindi affermare che l'amplificatore produce delle armoniche.

Tutto ciò sta a significare che, in conseguenza della "non linearità" del circuito di impiego del tubo o transistore, all'uscita dello stesso sono pure presenti frequenze diverse da quella del segnale introdotto, e più precisamente multiple di esso, però di livello molto più basso.

Se poi il dispositivo è usato in un circuito che eroghi una forte potenza, anche la potenza che caratterizza tali segnali "spuri" presenti non è trascurabile, il che può portare a conseguenze nocive e comunque indesiderate.

Nel caso quindi in cui tale non linearità sia inevitabile e quanto meno prevedibile, occorre, per evitare le conseguenze della forte deformazione assunta dal segnale d'uscita, filtrare il segnale

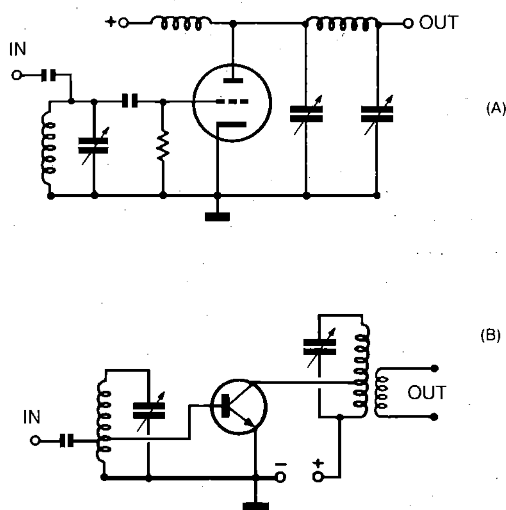


Fig. 2-36 - Tipiche configurazioni di amplificatori di potenza a circuiti risonanti (in versione a tubi ed a transistori).

composito così ottenuto, in modo da ripulirne il più possibile la frequenza fondamentale dalle armoniche presenti.

Per tali motivi, il carico di un amplificatore a RF è in genere costituito da un circuito risonante, opportunamente dimensionato affinché il rapporto fra la L e la C che lo costituiscono rappresenti il miglior compromesso fra le esigenze di selettività e quelle di buon trasferimento di potenza. In tal modo, il circuito presenta un carico ottimale per la frequenza di lavoro, apportando invece notevole attenuazione a quelle da essa lontane, e quindi alle armoniche presenti. Del resto, è già ben noto l'effetto volano caratteristico dei circuiti risonanti: è proprio in questi casi che esso incontra il suo impiego specifico.

In fig. 2-36 è riportato lo schema generico, ma di validità generale, di un amplificatore a circuito risonante che risulta cioè accordato su una frequenza ben precisa sia in ingresso che in uscita; ne sono date due versioni diverse, per esemplificare l'impiego dei vari dispositivi adottati.

Controfase (o push-pull)

L'esame delle varie classi di funzionamento sin qui condotto ha mostrato come, man mano che ci si sposta dalla classe A verso la C, le più o meno ampie escursioni di tensione cui il segnale obbliga l'elettrodo d'ingresso vengono ritrovate, nel circuito d'uscita, sempre più deformate o per lo meno dissimmetrizzate.

L'esempio tipico del funzionamento in classe B mostra come la tensione in uscita consiste nella metà esatta del periodo che caratterizza il segnale d'ingresso (esso è stato supposto sinusoidale per semplicità di trattazione).

Sembrerebbe quindi che fosse impossibile applicare ampi segnali all'ingresso degli amplificatori ed ottenerne all'uscita gli stessi fedelmente amplificati.

Questo invece può essere facilmente ottenuto usando due dispositivi anziché uno solo, collegati in modo che, allo stesso carico, uno dei due fornisca una semionda del segnale applicato e l'altro fornisca l'altra semionda.

Questo tipo di collegamento è detto *in opposizione di fase*, o più semplicemente *controfase* (è molto diffusa la dizione inglese *push-pull*).

Con tale tipo di collegamento, rappresentato nella realizzazione circuitale (semplificata) a valvole in fig. 2-37, esse possono lavorare in regime di segnali elevati, quindi con conseguenti elevate potenze d'uscita e forti rendimenti, conservando nel contempo la forma d'onda pressoché fedelmente.

La denominazione di questo circuito discende dal fatto che, per ottenere in uscita la ricostruzione fedele del segnale, occorre che questo sia applicato all'insieme dei due tubi in modo da risultare identico sulla griglia di ciascuno di essi, ma in completa opposizione di fase rispetto alla griglia dell'altro.

Infatti riferendoci alla figura, si comprende subito che solo in tal modo le due semionde in uscita si compongono esattamente in un segnale di forma praticamente identica a quella del segnale d'ingresso, ma notevolmente amplificato.

Come indicato in figura, il sistema normalmente usato per ripristinare nel suo aspetto il segnale d'uscita, cioè per opportunamente ricomporlo, consiste nell'inserzione di un adatto trasformatore.

Il suo primario è diviso in due parti uguali (dal punto di vista elettrico), in quanto la necessità di avere due tensioni di placca identiche in valore

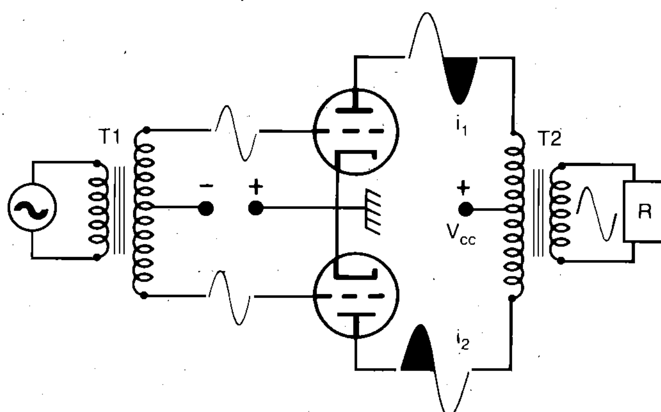


Fig. 2-37 - Circuito e forme d'onda dell'amplificatore in controfase (versione a tubi).

richiede l'uguaglianza dei due carichi applicati, cioè delle due impedenze; ciò si ottiene appunto dotando tale avvolgimento di una presa al punto centrale.

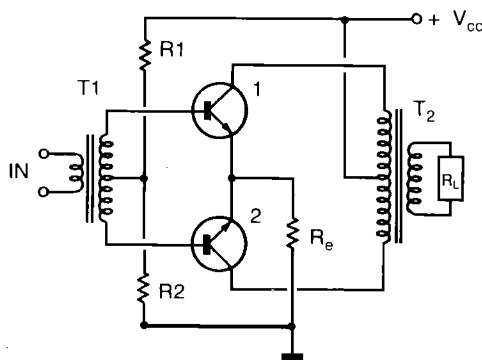
Tale punto rappresenta il riferimento comune dei due carichi e quindi ad esso è collegato un capo della tensione di alimentazione.

Il segnale d'uscita viene prelevato dal secondario di questo trasformatore; esso infatti somma gli effetti delle due correnti i_1 ed i_2 che circolano nei primario in conseguenza della relativa semionda di conduzione, e ricompone così l'effettivo aspetto del segnale, però amplificato.

Per quanto concerne il circuito d'ingresso, il sistema più semplice per ottenere segnali in opposizione di fase alle due griglie è ancora quello del trasformatore; esso avrà il secondario costituito da due avvolgimenti identici ed opportunamente collegati (in pratica anche questo è un avvolgimento con presa centrale), onde ottenere fra un estremo ed il centro, in virtù del senso delle correnti che in conseguenza lo percorrono, una tensione che è in opposizione di fase con quella presente sull'altro estremo.

In fig. 2-38 è rappresentata anche la versione a transistori, sempre con accoppiamento a trasformatori.

Fig. 2-38 - Classica versione a transistori di circuito in controfase.



Adattamento di impedenza

Fra due stadi amplificatori, e comunque fra un generatore ed un carico (specie ove si tratti di trasferire potenza elevata), assume (come già talvolta accennato) notevole importanza *l'adattamento* di impedenza rispettivamente di uscita e di ingresso nei due circuiti in ballo. a questa condizione infatti corrisponde *il massimo trasferimento di potenza* fra l'uno e l'altro dispositivo.

Ciò significa che, se si ha a che fare con valori

puramente resistivi, i due valori devono essere identici oppure deve essere interposto un dispositivo di adattamento (per esempio, un trasformatore) o comunque un circuito che adatti le reciproche reattanze.

Amplificazione e curva di risposta

Un amplificatore, singolo stadio o apparecchiatura completa che sia, amplifica i segnali applicati al suo ingresso quando tali segnali sono a frequenze comprese nei limiti di regolare funzionamento della sua banda di lavoro.

Esiste quindi una ben precisa *caratteristica ampiezza-frequenza* che rappresenta (come nell'esempio di fig. 2-39) l'andamento dell'amplificazione (o curva di risposta) in funzione della frequenza.

La *larghezza della banda* di lavoro è in pratica l'intervallo di frequenza entro cui la caratteristica A/f ne indica il regolare funzionamento, cioè in cui l'ampiezza resta più o meno costante; in altre parole ci si riferisce alla costanza del *fattore di amplificazione,* rappresentato dal rapporto fra la tensione (o potenza) del segnale in uscita e la tensione (o potenza) del segnale in entrata.

OSCILLATORI

Reazione (o retroazione)

Nei paragrafi precedenti ci siamo occupati dei sistemi e dei circuiti atti ad elevare il livello dei segnali alternati ad essi applicati; occorre però risolvere il problema di averli disponibili, questi segnali: quindi, di generarli con opportuni circuiti.

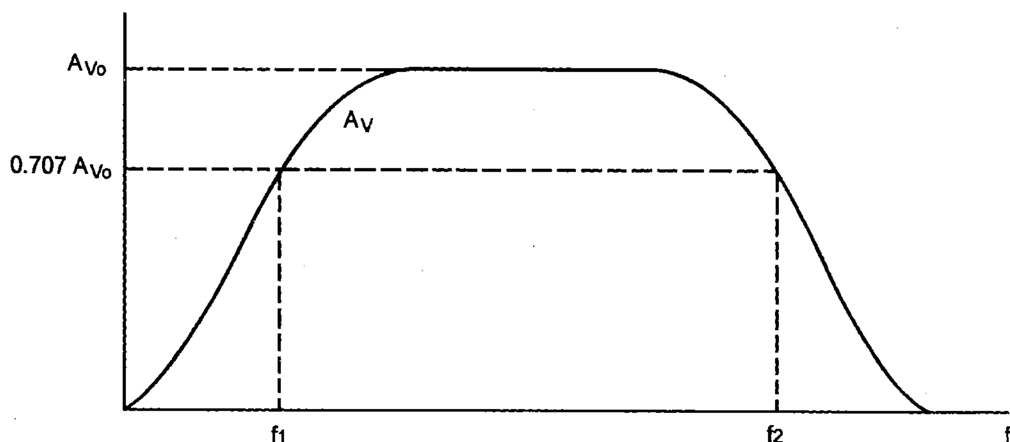
Questi circuiti, che determinano la frequenza su cui funziona un ricevitore od un trasmettitore, uno strumento di misura o un organo elettronico, prendono il nome di *oscillatori*.

Un oscillatore, in ultima analisi, non è altro che una particolare versione di amplificatore, sostanzialmente simile alle soluzioni circuitali già viste, salvo per una fondamentale differenza: un'opportuna percentuale del segnale in uscita dal dispositivo amplificatore (sia esso un tubo, un transistore, un FET, o altro) viene riportata indietro, quindi in *retroazione*, all'ingresso dello stesso dispositivo, in modo tale che, una volta riamplificata, vada a sommarsi al segnale presente, ne sia cioè in fase.

Si potrebbe quindi dire che un oscillatore è un amplificatore che si autopilota, cioè è *autoeccitato.*

Per determinare con precisione la frequenza generata all'oscillatore, cioè quello cui l'amplificatore *autoscilla*, si usa una rete selettiva, cioè

Fig. 2-39



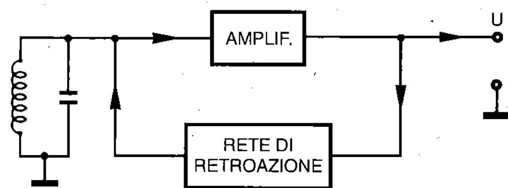


Fig. 2-40 - Schema a blocchi di amplificatore risonante con retroazione.

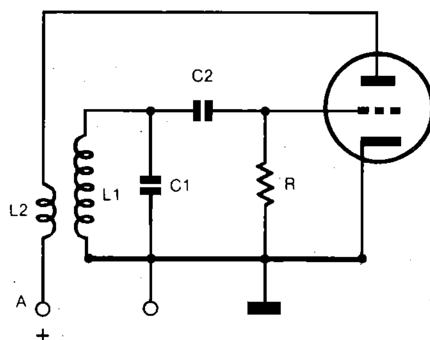


Fig. 2-41 - Schema di oscillatore Meissner.

un circuito che fornisce una risposta particolarmente esaltata o attenuata su una ben precisa frequenza, e solo su quella.

Passiamo ora ad esaminare le diverse versioni possibili.

Oscillatori LC

L'accenno già fatto alla costituzione di un oscillatore può essere tradotto in forma grafica secondo lo schema generico di fig. 2-40.

I componenti base sono il circuito risonante, appunto a induttanza e capacità, e l'amplificatore, nonché un'opportuna rete di reazione (con eventuale adattamento d'impedenza), in genere costituita da pochi e semplici componenti (tipo L e C).

Le condizioni di oscillazione per un circuito del tipo cui ci riferiamo sono: il segnale d'uscita dopo l'amplificazione e l'eventuale filtraggio deve avere ampiezza maggiore del segnale originale d'ingresso; questo segnale d'uscita deve essere riportato esattamente nella stessa fase del segnale d'ingresso.

La prima condizione specifica il guadagno che deve avere l'amplificatore, e cioè almeno sufficiente per compensare le perdite nel risuonatore; la seconda condizione definisce invece la frequenza di oscillazione, che sarà quella in corrispondenza della quale la rotazione di fase nel circuito risonante è tale da soddisfare l'esigenza specifica.

Soddisfatte queste condizioni, una qualsiasi perturbazione, anche piccolissima, che subiscano le correnti in gioco, si traduce, entro un tempo brevissimo, in un'oscillazione di frequenza ben determinata nel circuito accordato, dando inizio al meccanismo descritto, cioè all'*innesco* delle oscillazioni stesse.

Verrà ora esaminato, a titolo di esempio, il tipo di oscillatore che, pur non essendo il più usato, meglio si presta per illustrarne il meccanismo di funzionamento (e riveste inoltre importanza di carattere storico).

Si tratta dell'*oscillatore Meissner*, rappresentato in fig. 2-41 nell'originale versione a tubo elettronico.

Il suo funzionamento, descritto per sommi capi, è il seguente: non appena si collega l'avvolgimento L_2 (cioè in pratica la placca) alla relativa sorgente di alimentazione, il guizzo di tensione, a carattere transitorio, che ne consegue (localizzato ai capi di L_2) si trasferisce, per accoppiamento, al circuito accordato L_1 C_1, fornendo ad esso, con fase opportuna, il segnale necessario affinché, riportato in placca ed opportunamente amplificato, possa essere di nuovo trasferito, tramite l'accoppiamento induttivo L_1 - L_2, sulla griglia in modo da rinforzare il segnale preesistente.

Tutto ciò equivale a dire che il guizzo transistorio di partenza è quello che fornisce al circuito L_1 C_1 l'energia necessaria affinché si verifichi l'innesco delle oscillazioni alla relativa frequenza di accordo.

Naturalmente il senso degli avvolgimenti L_1 ed L_2 deve essere tale che il segnale venga riportato in griglia con la fase opportuna, per compensare cioè (in questo caso) la rotazione di fase

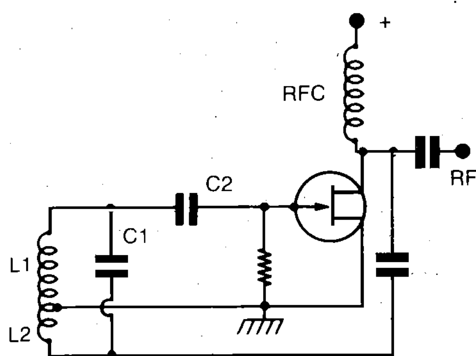


Fig. 2-42 - Tipico circuito di oscillatore LC in versione Hartley.

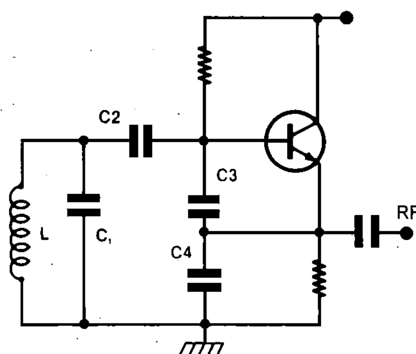


Fig. 2-43 - Tipico circuito di oscillatore LC in versione Colpitts.

ingresso-uscita (pari a 180°) apportata dall'amplificatore con catodo a massa.

Il circuito RC_2 determina la costanza della tensione di polarizzazione automatica necessaria per il funzionamento del tubo; inoltre esso esercita, con la sua costante di tempo, un'influenza decisiva sul guizzo transitorio di partenza.

Ora che è stato esaminato quello che, al giorno d'oggi, resta un puro e semplice schema di principio, prendiamo invece in considerazione alcune fra le varie versioni attuali e naturalmente quelle più comunemente adottate.

La prima deriva da un'elaborazione piuttosto semplice ed immediata del circuito ora esaminato; se infatti l'estremo A di L_2 viene collegato al negativo anziché al positivo, i due avvolgimenti possono conglobarsi in un solo avente presa intermedia.

Naturalmente, ora l'accoppiamento con il circuito d'uscita deve essere modificato, e ciò avviene inserendo un opportuno condensatore verso la placca, la cui funzione è quella di evitare il corto circuito dell'alimentazione.

Si ottiene così il circuito rappresentato nella fig. 2-42 detto *oscillatore Hartley*; in questo caso però, il circuito è riportato in versione aggiornata, e cioè a semiconduttori.

In tale circuito è tuttavia necessaria l'inserzione di un'ulteriore bobina, che ha lo scopo di separare la sorgente di alimentazione (punto freddo) dall'elettrodo d'uscita (punto caldo) e di consentire che la tensione a RF presente in uscita si localizzi ai suoi capi; essa infatti è di valore tale da presentare un'impedenza elevatissima alle frequenze in gioco, mentre permette il passaggio della corrente anodica.

Questo particolare tipo di induttanza viene normalmente indicato col termine RFC, abbreviazione di radiofrequency choke (cioè blocco a RF).

Il circuito ora visto può essere ancora modificato onde ottenere un nuovo tipo di oscillatore; infatti, l'opportuno dosaggio della reazione può ottenersi, anziché mediante l'accoppiamento a partitore induttivo come nel precedente circuito, adottando un partitore capacitivo, cioè sdoppiando opportunamente C_1 e non effettuando alcuna presa su L_1.

Si giunge così al circuito della fig. 2-43, che rappresenta l'*oscillatore Colpitts*, in cui la reazione è appunto realizzata tramite il partitore C3-C4 che riporta parte del segnale d'uscita (dall'emettitore) all'entrata (e cioè sulla base).

In questo, che è altrettanto classico quanto il precedente, gli elementi presenti assolvono le stesse funzioni già viste.

Nella pratica realizzazione dei generatori di RF, cioè degli oscillatori L-C, vanno tenute presenti alcune norme molto importanti e di carattere generale.

Già si è accennato che la frequenza di oscillazione può essere regolabile entro gamme più o

meno ampie, facendo variare l'induttanza o la capacità del circuito risonante.

Purtroppo, il problema fondamentale degli oscillatori LC è quello di ottenere una stabilità di frequenza di oscillazione buona quanto è necessario sulle più moderne e sofisticate apparecchiature.

I motivi delle possibili instabilità possono raggrupparsi in quattro settori di massima: cambiamenti istantanei di frequenza dovuti a variazioni della tensione di alimentazione; variazioni lente della frequenza causate dal riscaldamento di qualche componente; slittamenti di frequenza dovuti a variazioni nel carico applicato all'oscillatore; salti bruschi dovuti ad instabilità meccanica ed a insufficiente robustezza.

Alcune di queste insufficienze di comportamento sono più facili da ovviare che non le altre: ci riferiamo ad esempio alla stabilità della tensione di alimentazione, al disaccoppiamento dal carico, alla stessa robustezza meccanica.

In ogni caso, il parametro fondamentale di cui tener conto è che il circuito risonante deve essere realizzato in modo da presentare un Q elevatissimo, e quindi in primo luogo devono obbedire a tale esigenza sia i condensatori, sia in particolare, le bobine.

Oscillatori a cristallo

La frequenza di un oscillatore può essere mantenuta costante ad un alto grado di precisione grazie all'impiego, in circuito, di un cristallo di quarzo che ne controlla la stabilità.

Sappiamo infatti che un cristallo di quarzo, opportunamente tagliato e lavorato, si comporta come un vibratore di tipo meccanico che equivale perfettamente ad un circuito risonante di tipo LC.

I parametri che tale circuito possiede consentono di ottenere dei fattori di qualità, o Q, estremamente elevati, normalmente compresi fra 10.000 e 100.000, ma a volte anche nettamente superiori; ciò significa, visto il circuito sotto altro aspetto, che la resistenza di perdita è estremamente bassa (tipicamente, poche decine di ohm).

La conseguenza veramente importante di questo comportamento è l'eccezionale stabilità di frequenza che si ottiene da questo tipo di oscillatore, le cui prestazioni sotto questo aspetto sono di tanto superiori a quelle del normale circuito LC di quanto lo è il Q.

In altre parole, la presenza del cristallo di quarzo costituisce un notevole fattore di stabilizzazione del circuito oscillatore.

Ricordando il circuito equivalente di un cristallo, la frequenza alla quale sono uguali le reattanze X_C ed X_L è la cosiddetta *risonanza serie*, e corrisponde alla frequenza naturale di oscillazione. A frequenza appena più alta, la reattanza del ramo serie diventa leggermente induttiva ed eguaglia quella di C_P; in questo modo, si dice che il quarzo funziona in *risonanza parallelo*.

Potrà essere adottata l'una o l'altra delle soluzioni, e quindi delle risonanze, realizzando opportunamente il circuito elettrico dell'oscillatore.

Fra i vari tipi di circuiti di oscillatore a quarzo, uno dei più semplici è certamente quello di fig. 2-44, in cui il FET funziona nel modo "risonante in gate - risonante in drain"; evidentemente è il quarzo che realizza la risonanza in gate.

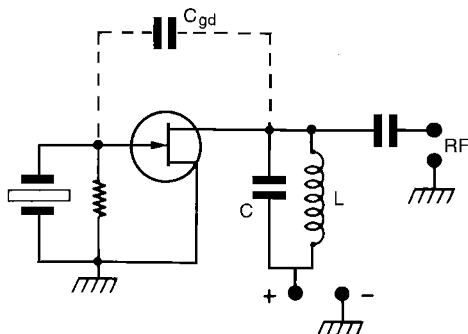
Il percorso di retroazione è costituito dall'inevitabile capacità drain-gate, indicata con Cgd nello schema, il cui valore è in genere sufficiente per assicurare il dovuto segnale.

Il circuito LC d'uscita costituisce il carico su cui si localizza il segnale RF disponibile, oltretutto potendosi sfruttare le caratteristiche della risonanza per esaltare la sinusoidalità e l'ampiezza dell'oscillazione ottenuta.

Altre versioni di oscillatori a cristallo si possono, per esempio, ottenere semplicemente sostituendo, ai circuiti LC degli schemi precedentemente studiati, il cristallo stesso.

Fin qui abbiamo esaminato circuiti di oscillatori che erogano segnale in uscita solo in corri-

Fig. 2-44 - Oscillatore a quarzo di tipo risonante in gate e risonante in drain, realizzato a FET.



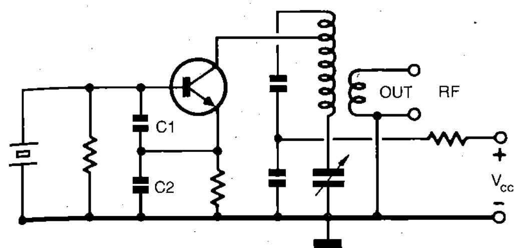


Fig. 2-45 - Tipica versione di oscillatore a quarzo duplicatore di frequenza.

spondenza della frequenza di risonanza del cristallo, cioè fin poco oltre i 20 MHz.

Esistono però molti casi in cui è necessario disporre di energia a RF a frequenze anche molto più elevate.

É possibile, tagliando opportunamente le piastrine di quarzo, ovviare in parte alla limitazione superiore della frequenza raggiungibile, in quanto si può ottenere un modo di vibrazione per cui vengono esaltate le armoniche (in genere dispari) rispetto alla frequenza fondamentale di oscillazione.

L'armonica più normalmente usata è la terza, ma si possono sfruttare facilmente anche la quinta e la settima.

Ovviamente il circuito L C d'uscita dell'oscillatore dovrà essere sintonizzato sull'armonica desiderata.

I circuiti visti nel paragrafo precedente possono essere ben adatti a lavorare anche in questo modo, detto appunto *overtone*.

Uno schema tipico per oscillatori overtone è quello di fig. 2-45.

Moltiplicatori di frequenza

Nel paragrafo precedente si è accennato come si presenti spesso la necessità di utilizzare frequenze superiori a quella ottenibile direttamente e soddisfacentemente da un oscillatore.

Però sappiamo anche che basta deformare un segnale sinusoidale perché esso presenti, sovrapposte alla frequenza fondamentale di partenza, un certo numero di armoniche.

É allora sufficiente inserire uno o più circuiti accordati alla frequenza desiderata; dal segnale composto della fondamentale e del corredo di armoniche ottenute, verrà selezionato il segnale a tale frequenza, mentre tutte le altre componenti saranno attenuate quanto basta e quindi praticamente eliminate.

Se poi la frequenza così selezionata non si presenta, come spesso avviene, con un livello sufficiente, nulla impedisce di aumentarlo a mezzo di un opportuno amplificatore, che pure sarà in genere, accordato, onde migliorare l'eliminazione delle componenti indesiderate.

Il miglior generatore di armoniche l'abbiamo già visto nell'amplificatore in classe C, in quanto la corrente (e di conseguenza la forma d'onda della tensione) in uscita, in corrispondenza della semionda positiva del segnale d'ingresso, è costituita da un guizzo molto diverso da una sinusoide.

La classe C è cioè quella che apporta al segnale entrante la massima deformazione.

Con angoli di circolazione bassi, ed impiegando dispositivi ad elevato guadagno, ai capi del circuito anodico, accordato come detto sull'armonica di ordine desiderato, si ottengono segnali di ampiezza soddisfacente.

Poiché però nella corrente d'uscita assieme all'armonica utile, esiste, come sappiamo, anche tutto il corredo di quelle di altro ordine, è opportuno realizzare il circuito LC ad elevata selettività, in modo da attenuare le altre armoniche presenti ed evitarne gli innumerevoli effetti indesiderati.

Modulazione e conversione

GENERALITÀ

Abbiamo sin qui esaminato la possibilità di amplificare segnali, di generarli e di aumentarne la frequenza per multipli interi.

Esiste però, in molti casi, anche la necessità di combinare variamente fra di loro segnali (due, in genere) a frequenze fra di loro diverse, e tali da ottenere altre frequenze diverse da quelle di partenza e utili per particolari applicazioni.

Quando due segnali alternati su frequenze differenti (fig. 2-46/A e B) sono simultaneamente presenti in un circuito normale, lineare, nella quale cioè viga sempre la legge di Ohm, ciascuno dei due segnali si comporta, almeno in prima approssimazione, come se l'altro non ci fosse.

In questi casi infatti, la tensione o la corrente risultante in circuito saranno semplicemente la somma dei valori istantanei, potendoci ovviamente essere, in un punto del circuito, un solo valore di tensione o di corrente (fig. 2-46/C).

Esistono però dispositivi o circuiti che rendono possibile, per una delle due frequenze, controllare l'ampiezza dell'altra, farla cioè variare al proprio ritmo.

Se, per esempio, le due frequenze sono rispettivamente 1 kHz ed 1 MHz, e la prima viene usata per controllare la seconda, il massimo di RF in uscita dal circuito si avrà quando il segnale 1 kHz è nel picco della sua alternanza, ed il minimo si avrà nel picco dell'alternanza successiva.

In questo caso, il processo si chiama *modulazione d'ampiezza*, e l'effetto è evidenziato in fig. 2-46/D.

Il segnale risultante è ora tutto a RF, ma con l'ampiezza che varia al ritmo del segnale cosiddetto *modulante* (1 kHz).

Va però chiarito subito che questo segnale a RF non è più costituito solamente da quello ad 1 MHz di partenza: sono infatti comparse due nuove frequenze.

Questi due nuovi segnali (che, ricordiamolo, sono tutt'uno con quello a 1 MHz), rappresentano la somma (1000 kHz + 1 kHz) e la differenza (1000 kHz - 1 kHz); in effetti il segnale che compare dopo il processo di modulazione è costituito da frequenze pari a 1001, 1000 e 999 kHz.

Quando invece è un segnale a RF a modulare un'altra radiofrequenza, il processo è chiamato *eterodinaggio* e la conseguenza indicata come *conversione di frequenza*.

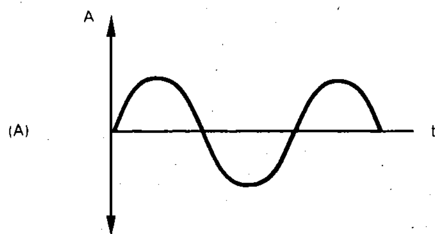
La meccanica è identica; il termine generalmente usato per indicare le frequenze somma e differenza generate durante l'eterodinaggio o la modulazione di ampiezza è "*frequenza di battimento*".

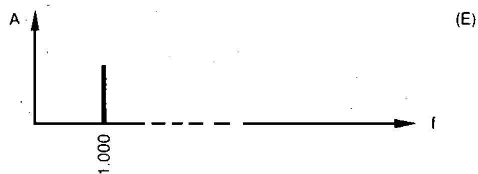
In modo ancor più specifico, s'indica come *frequenza laterale superiore* la somma, e *frequenza laterale inferiore* la differenza.

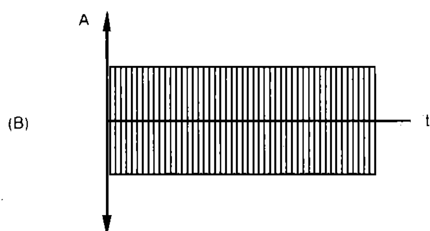
La radiofrequenza originale (1 MHz, nel nostro caso), viene chiamata *portante*.

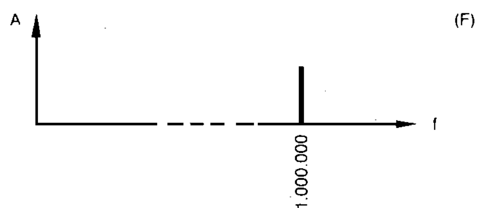
Esaminiamo ora i singoli casi e processi.

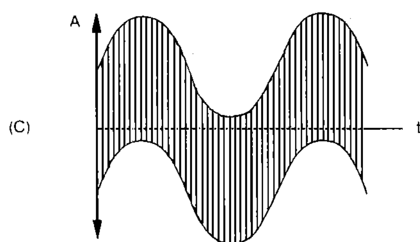
**Fig. 2-46 - Grafici ampiezza-tempo e ampiezza-frequenza per vari segnali.
In A è rappresentato un ciclo e mezzo di un segnale audio (a 1000 Hz), in B un segnale a RF a 1000 kHz.
In C la somma dei segnali A e B nello stesso circuito: ciascuno mantiene la sua identità.
In D, i segnali A e B in un circuito nel quale l'ampiezza di A può controllare quella di B; il segnale a 1 MHz è modulato da quello a 1 kHz. E, F, G e H mostrano gli "spettri" equivalenti ai casi visti; notare le nuove frequenze che compaiono in H a seguito del processo di modulazione.**

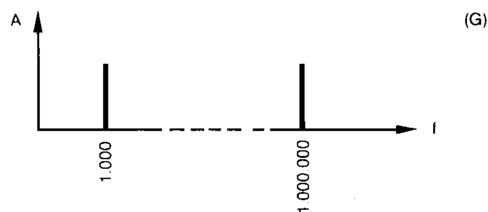

A
(A)
t

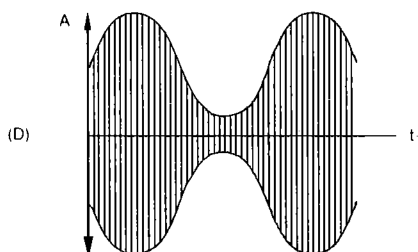

A
(E)
f
1.000

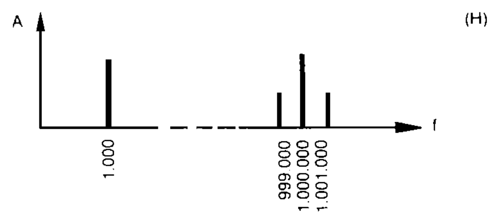

A
(B)
t


A
(F)
f
1.000.000


A
(C)
t


A
(G)
f
1.000
1.000.000


A
(D)
t


A
(H)
f
1.000
999.000
1.000.000
1.001.000

CONVERTITORI DI FREQUENZA (MESCOLATORI)

Tutte le volte che due o più segnali a frequenze diverse, od un segnale composto costituito da componenti a frequenze diverse, vengono immessi in un amplificatore che non sia perfettamente ed assolutamente lineare, in uscita dallo stesso si ottengono, oltre ai segnali applicati, anche delle componenti a frequenze diverse da quelle di partenza, ma ad esse legate.

Questi nuovi segnali sono in numero tanto più alto ed acquisiscono ampiezza tanto più rilevante quanto maggiore è la non linearità del dispositivo o del circuito.

Da qui nasce l'affermazione, o meglio, il comportamento, secondo cui qualsiasi dispositivo di tipo non lineare, sia esso tale per "nascita" qual è il caso di un diodo, sia per i suoi valori di polarizzazione (non ha importanza se si tratti di tubo o transistore), sia per l'ampiezza dei segnali applicatigli, è in grado di funzionare come *convertitore di frequenza* nel senso più ampio del termine.

Ciò significa che, applicando all'ingresso di un dispositivo del tipo citato due segnali a frequenze qualsiasi f_1 ed f_2, la corrente in uscita da esso contiene, variamente combinate, moltissime componenti, che nascono appunto dalla sua non linearità: in particolare, avremo presenti, con varie ampiezze, le frequenze f_1, f_2, f_1+f_2, f_1-f_2, oltre che ad un numero elevatissimo di armoniche e combinazioni fra le stesse.

Di tutte queste componenti, la frequenza che in genere interessa può essere indifferentemente la f_1+f_2 oppure la f_1-f_2 (o f_2-f_1, a seconda di quale è più alta); essa viene "estratta" selezionandola con uno o più circuiti risonanti, costituenti in genere un filtro che elimina (o quanto meno, attenua sufficientemente) la congerie di segnali indesiderati (fig. 2-47).

Il circuito che esplica questa funzione, particolarmente diffuso nella circuiteria dei ricetrasmettitori, può cadere nella famiglia specifica dei convertitori di frequenza, ma può anche assumere denominazioni diverse in base all'impiego, e cioè può essere un modulatore, un demodulatore, o simili, come vedremo caso per caso.

Il termine che ci sembra di validità più generale è *mixer*, inteso come qualsiasi generico circuito usato per combinare fra di loro (almeno) due frequenze diverse allo scopo di generarne (almeno) una terza.

La diversa denominazione che si dà a seconda degli usi dipende dai prodotti di conversione che si vogliono sfruttare, nonché dalla differenza fra le frequenze che vengono immesse nel dispositivo, come vedremo dalle singole trattazioni.

Analizziamo il meccanismo della conversione, schematizzato in fig. 2-48.

In a) è rappresentata l'onda portante, di frequenza f_1, mentre in b) è visibile l'oscillazione generata localmente, di frequenza f_2 (e di ampiezza opportunamente maggiore).

La sovrapposizione grafica delle due onde dà origine (e ciò viene confermato dalla teoria della conversione di frequenza) in pratica ad un'onda sinusoidale di frequenza $f_1 \pm f_2$, l'ampiezza della quale varia al ritmo della differenza fra le due frequenze.

Ciò equivale a dire che il "profilo", o meglio l'*inviluppo*, dell'onda risultante, è simmetricamente caratterizzato, sulle semionde positive e su quelle negative, dalla frequenza risultante dalla differenza fra le due oscillazioni, come è graficamente mostrato nell'esempio c).

Questo processo già lo abbiamo definito come battimento.

Se quindi si vuol estrarre la frequenza desiderata dal segnale complesso così ottenuto, è necessario in primo luogo eliminare uno dei due profili (appunto mediante il raddrizzamento), come appare in d) e successivamente eliminare la frequenza f_1+f_2 mediante un opportuno circuito filtrante.

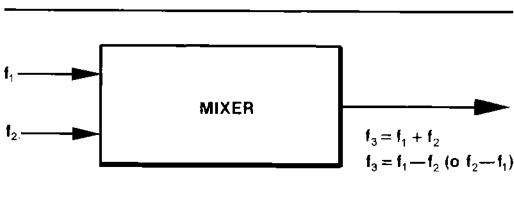
All'uscita di questo si otterrà finalmente l'onda avente frequenza pari alla differenza fra le due, cioè f_3 come mostra la e).

Con ciò si è quindi trasferita un'eventuale informazione, "affidata" alla frequenza f_2, ad un'altra frequenza, f_3, pari alla frequenza fra f_2 ed f_1 (o viceversa); questo risultato si è cioè ottenuto facendo "battere" f_1 con f_2.

In pratica, per ottenere tale operazione di conversione di frequenza, è indifferente che la maggiore delle due frequenze sia f_1 o f_2.

Se per esempio supponiamo di voler trasferire un segnale (e l'informazione ad esso connes-

Fig. 2-47 - Rappresentazione sintetica di circuito mixer.



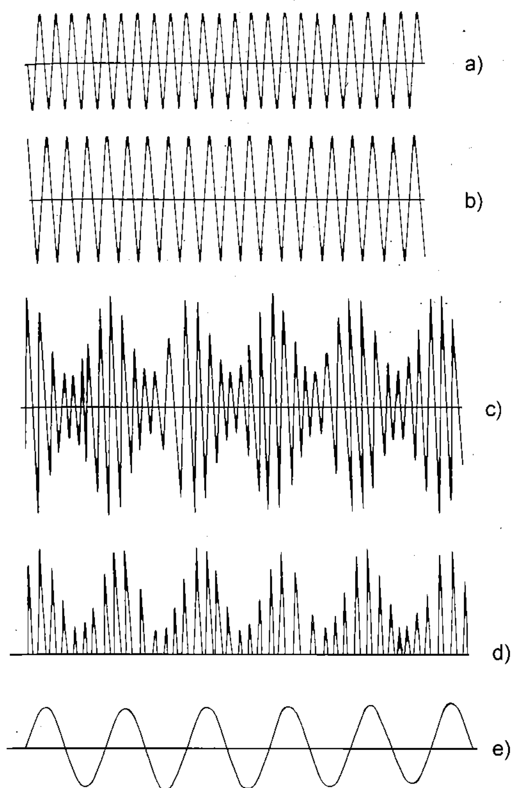


Fig. 2-48 - Meccanismo della conversione di frequenza.

sa) da 3.500 kHz a 455 kHz, l'operazione può essere effettuata indifferentemente ricorrendo ad un valore

$$f_2 = 3.955 \text{ kHz}$$

oppure

$$f_2 = 3.045 \text{ kHz}$$

Infatti, verifichiamo che:

$$f_3 = 455 = 3.955 - 3.500$$

oppure

$$f_3 = 455 = 3.500 - 3.045$$

Le frequenze somma rispettivamente 7.455 e 6.545, sono nettamente distanti dalla f_3 voluta, e quindi facilmente filtrabili con opportuni circuiti, che contribuiscono anche alla necessaria attenuazione degli altri numerosi prodotti della conversione di frequenza.

É comunque importante sottolineare che lo stesso prodotto di conversione (f_3, nel nostro

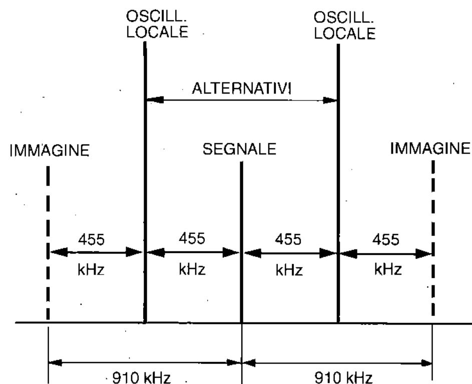


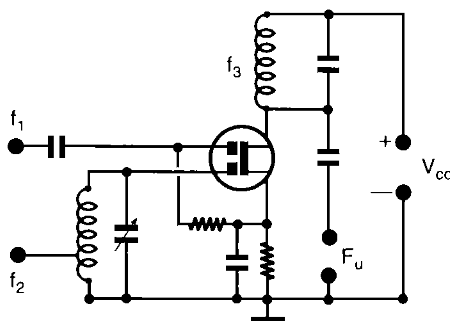
Fig. 2-49 - Rappresentazione grafica della possibile distribuzione di segnali all'atto della conversione di frequenza.

esempio 455 kHz) si può ottenere immettendo nel circuito convertitore indifferentemente due frequenze che distano fra di loro del doppio di f_3 (3.955 - 3.045 = 910 = 2 x 455 kHz); una delle due è quindi l'immagine speculare, rispetto al valore del segnale utile f1, dell'altra: si dice che ne è la *frequenza immagine*.

In fig. 2-49 è rappresentata la distribuzione dei segnali nelle due alternative possibili.

Una delle tante soluzioni circuitali atte a realizzare il processo della conversione di frequenza è riportata in fig. 2-50.

Fig. 2-50 - Tipico circuito convertitore di frequenza (o miscelatore) realizzato con MOSFET a doppio gate; sul G1 entra il segnale da convertire; sul G2 entra il segnale generato localmente dall'apposito oscillatore di battimento; dal drain è prelevato, mediante apposito circuito accordato, il segnale a frequenza convertita.



MODULAZIONE DI AMPIEZZA

Considerazioni generali

Già sappiamo che, se ad un circuito non lineare vengono applicate due tensioni di pilotaggio contemporaneamente, le correnti che ivi scorrono si influenzano l'una con l'altra, vale a dire che una diventa, in qualche modo, funzione dell'altra, e viceversa.

In particolare se le due tensioni applicate sono sinusoidali (ma così si suppone per semplicità) e di frequenze piuttosto diverse, all'uscita del circuito non lineare si ottiene essenzialmente che il segnale a frequenza più alta varia i suoi parametri al ritmo di quella più bassa.

Tale processo è già noto col nome di *modulazione*.

Mediante esso, in definitiva, si realizza la trasposizione di un segnale, in genere ad audiofrequenza (derivante cioè da voce umana o da musica), su un'onda portante ad alta frequenza (radiofrequenza), come in fig. 2-46/D.

La modulazione si rende necessaria nella fase di emissione di segnali.

Infatti uno dei diversi motivi della necessità di tale operazione è che, in mancanza di radiofrequenza portante, la propagazione per mezzo di onde elettromagnetiche delle frequenze originali del segnale, che non superano di norma i 16 kHz, sarebbe molto limitata e richiederebbe antenne di dimensioni assolutamente inaccettabili.

Per contro, come sarà a suo tempo chiarito, la propagazione delle radiofrequenze in pratica non subisce limitazioni così severe.

Modulazione e bande laterali

Il processo di modulazione di ampiezza (che per brevità si indica AM - amplitude modulation) porta, come già si è visto, la conseguenza che l'ampiezza della portante varia al ritmo della "modulante", per cui essa assume l'aspetto schematizzato in fig. 2-51.

Le linee punteggiate che uniscono le creste della portante ricopiano fedelmente l'onda modulante, e definiscono il cosiddetto *inviluppo di modulazione*.

É così chiaro il comportamento della AM, secondo il quale il segnale corrisponde all'informazione da trasmettere, in genere a frequenza acustica, si sovrappone all'onda portante, la cui frequenza rimane fissa, provocando per contro variazioni periodiche della sua ampiezza.

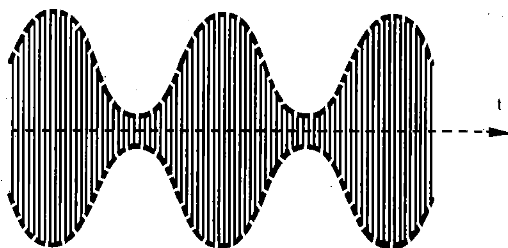


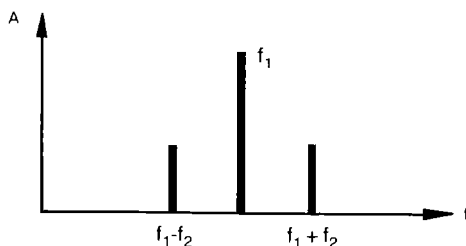
Fig. 2-51 - Profilo di un'onda modulata in ampiezza.

Si è anche accennato che durante il processo di modulazione nascono, oltre ai segnali in gioco, aventi frequenza f_1 (portante) ed f_2 (modulante), altri segnali a frequenze diverse.

La teoria della modulazione d'ampiezza (per restare nel campo della nostra trattazione) conferma che all'uscita di un modulatore, ed a valore di radiofrequenza, si trovano tre frequenze e più precisamente la portante f_1 e due nuove frequenze, f_1+f_2 ed f_1-f_2, che sono situate una al di sopra e l'altra al di sotto della f_1, che si trova così esattamente centrata fra le due, come mostra la fig. 2-52.

In effetti, in seguito alle deformazioni apportate dal modulatore, che infatti sappiamo essere un organo non lineare, all'uscita dello stesso si ritrovano anche altre frequenze, armoniche delle

Fig. 2-52 - Aspetto globale (spettro) di un'onda f_1 modulata da una f_2).



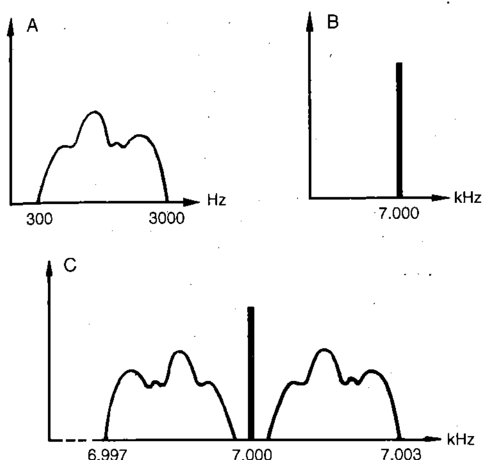


Fig. 2-53 - Modulazione di ampiezza e sue bande laterali: in A è la banda modulante, in B la frequenza portante, in C è il risultato della modulazione.

precedenti e combinazioni varie di esse, oltre ben inteso al frequenza modulante.

Ma poiché questi prodotti spurii non contribuiscono alla corretta formazione del segnale, anzi spesso possono provocare inconvenienti, essi vengono eliminati mediante il solito processo di filtraggio.

Ricordando ora che il segnale modulante in genere non è costituito da una sola frequenza, bensì da un complesso di frequenze che occupano una certa banda, se ne deduce immediatamente che nella AM, ai lati della portante, compaiono non le due sole frequenze cui sopra accennato, bensì due bande ben definite, una inferiore ed una superiore, al centro delle quali sta sempre la portante.

Esse costituiscono le cosiddette *bande laterali*, che, nel caso della trasmissione d'amatore, sono sostanzialmente limitate alle frequenze comprese fra 300 e 3000 Hz (cioè quelle indispensabili per la corretta riproduzione della voce umana).

La fig. 2-53 mostra, schematizzandolo, il fenomeno complessivo e pone in evidenza come esso comporti, tipicamente, una larghezza di banda, in radiofrequenza, doppia di quella occupata dal segnale modulante in audiofrequenza.

Profondità di modulazione

Poiché, nella AM, il profilo dell'onda modulata varia in conformità al segnale modulante, interessa ora, in modo particolare, conoscere l'entità di tale variazione.

Nel caso di segnale modulante sinusoidale, le cose di presentano, genericamente, come in fig. 2-54.

Nel caso (A), la portante non è pienamente modulata, in quanto l'escursione dell'ampiezza d'inviluppo non raggiunge i massimi ed i minimi possibili (pari cioè a quelli della portante stessa), come invece avviene nel caso (B).

In questo esempio, la modulazione ha proprio il valore esatto che serve per far sì che l'ampiezza della portante sia assoggettata alla massima escursione possibile, vada cioè a zero, in corrispondenza del massimo negativo e raddoppi in corrispondenza del massimo positivo della modulante.

In questo caso, si dice che la modulazione è al 100 percento, mentre nel caso precedente essa era al 50 percento.

Si può allora definire la profondità della variazione in oggetto, quella cioè visibile sull'onda indicata con RF, mediante un coefficiente che esprime il rapporto fra le ampiezze delle due onde di partenza.

In particolare il rapporto:

$$m\% = \frac{V_m}{V_p} = 100$$

è detto *percentuale di modulazione*.

Spesso però il segnale modulante è un'onda complessa, ossia non sinusoidale e generalmente non simmetrica rispetto all'asse dei tempi; si rende allora necessario considerare, come percentuale di modulazione, un rapporto analogo, ma considerato istante per istante, e riferirsi al valore istantaneo dell'onda modulante.

Così facendo si trovano inevitabilmente valori continuamente variabili di tali rapporto.

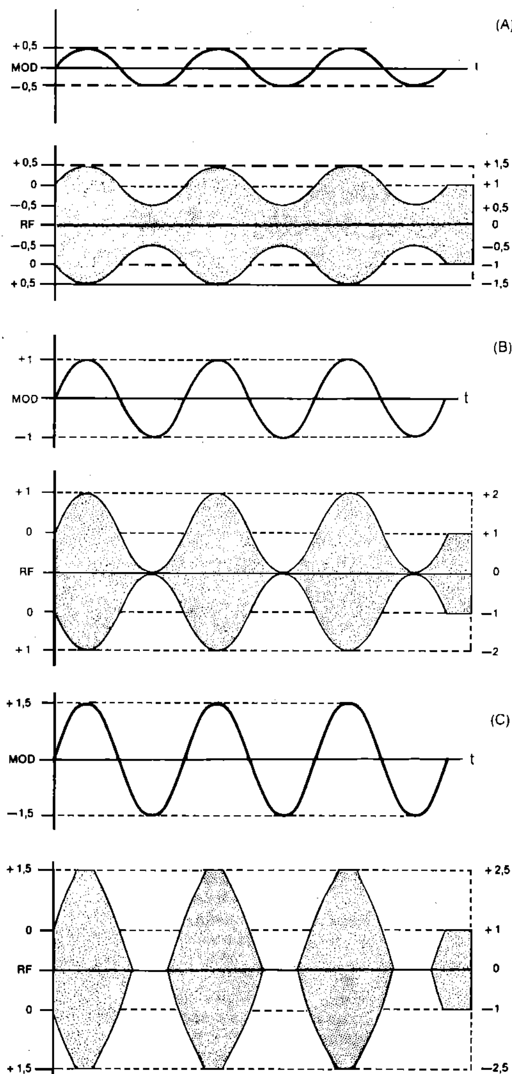
Quelli che più interessano tuttavia sono i valori che la percentuale in oggetto assume in corrispondenza dei picchi positivi e di quelli negativi del segnale modulante.

Occorre quindi regolare le ampiezze dei due segnali (modulante e portante) in modo che, nei picchi della modulazione, i due livelli siano sostanzialmente uguali, così da sfruttare al massimo questo sistema di modulazione senza so-

vraccaricare lo stadio (e deformare il segnale utile, provocando i dannosi "splatters" derivanti dalla situazione di fig. 2-54/C).

Non è necessario dilungarci ulteriormente sulla modulazione di ampiezza classica, poiché questo sistema è stato modificato e sviluppato in modo da superare certi suoi limiti intrinseci, come vedremo a proposito della SSB.

Fig. 2-54 - (A) Onda modulata da un segnale sinusoidale con percentuale di modulazione m = 50%; (B) m = 100%; (C) m 100%.



DEMODULAZIONE (O RIVELAZIONE)

Come dice la parola, la *demodulazione* è il processo inverso della modulazione.

Esso quindi consiste nell'estrazione, da un'onda a RF modulata, dell'informazione audio (o di qualunque altra natura) a questa sovrapposta.

Diversi sono i sistemi per effettuare questo processo; qui però esamineremo brevemente solo i circuiti più classici.

RIVELATORE A DIODO

Lo schema più classico ed elementare di un demodulatore è quello visibile nella fig. 2-55, che consiste in un convenzionale circuito a diodo.

Il funzionamento di un siffatto dispositivo è posto in evidenza dalla fig. 2-56.

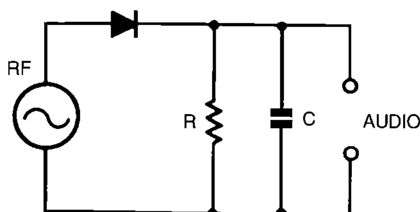
In A) è rappresentata l'onda modulata in arrivo; in B) è rappresentata la forma d'onda all'uscita dal diodo, qualora mancasse il condensatore C.

In tal caso infatti, ai capi di R (resistenza di carico), la tensione ha l'andamento indicato nel dettaglio B1 e cioè le semionde a R.F. determinano un profilo che rispecchia il segnale a B.F. impresso.

Si tratta ora di ricavare una tensione (B.F.) che segua effettivamente tale profilo, ed il più fedelmente possibile.

A tale scopo basta allora inserire il condensatore C che, caricandosi nella fase di aumento della tensione a RF, immagazzini l'energia sufficiente a mantenere quasi inalterata tale tensione anche durante il successivo semiperiodo, nel quale la tensione dovrebbe cadere a zero.

Fig. 2-55 - Schema elementare di rivelatore.



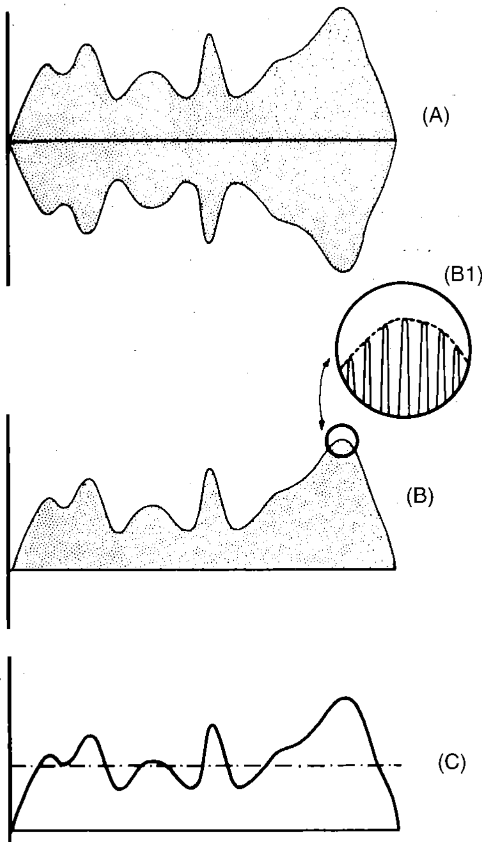


Fig. 2-56 - Rappresentazione grafica del meccanismo della rivelazione.

Da tale comportamento deriva che la tensione ai suoi capi, variando secondo il profilo di cresta delle successive semionde, ricostruisce così il segnale BF impresso all'atto della modulazione, il cosiddetto inviluppo.

Ciò è all'incirca quanto dire che C effettua un opportuno filtraggio, fugando la RF presente.

É evidente che negli intervalli fra le successive creste, il condensatore tende a scaricarsi sulla resistenza di carico R, e quindi ciò che determina il corretto funzionamento del dispositivo di demodulazione è in definitiva la costante di tempo del circuito RF completo.

EMISSIONI A BANDA LATERALE UNICA (SSB)

Ritorniamo brevemente su quanto detto sulla modulazione d'ampiezza, ricordando i due punti fondamentali della AM:

1) il segnale corrispondente ad un'onda modulata consiste in una frequenza portante e in due bande laterali identiche e simmetriche rispetto alla portante;
2) ognuna di tali bande laterali contiene tutta l'informazione che costituisce il segnale modulante di partenza.

Una prima conseguenza è quindi che, per la ricostruzione fedele, o identificabile, del segnale stesso è perfettamente sufficiente avere disponibile, e di conseguenza operare su, una sola delle bande laterali; in altre parole (e da questo punto di vista) l'altra banda laterale e la portante non servono alla ricostruzione dell'informazione di partenza.

Ma quel che più interessa è esaminare nei particolari i vari livelli di potenza in gioco.

RAPPORTI DI POTENZA FRA PORTANTE E BANDE LATERALI

Esaminiamo ora il bilancio energetico della AM, riferendoci ad un trasmettitore modulato al 100% con il sistema a suo tempo normalmente usato, che permette i risultati di gran lunga migliori: modulazione di placca; in tali condizioni il segnale BF modulante deve essere immesso nel tubo modulato con un livello di potenza pari alla metà della potenza RF manipolata appunto dal tubo modulato.

Se allora ci riferiamo ad un trasmettitore da 100 W RF, lo stadio modulatore deve fornire altri 50 W di BF, il che comporta un totale di complessivi 150 W che lo stadio finale deve manipolare.

Sulla base del funzionamento "intimo" dello stesso, sappiamo che: i 100 W RF restano affidati alla portante; i 50 W BF vanno a costituire le bande laterali, si ripartiscono cioè sulle stesse, su cui risultano pertanto affidati 25 W cadauna.

Infatti, secondo quanto detto a suo tempo e comunque riportato in dettaglio in fig. 2-57, la tensione di ciascuna delle bande laterali (per arrivare a raddoppiare o ad azzerare la portante) è

metà di quella a RF. Perciò la potenza in ciascuna delle bande suddette sarà $\left(\frac{1}{2}\right)^2$, e cioè $\frac{1}{4}$ di quella della portante stessa.

Ricapitolando, di tutta la potenza in gioco (150 W), quella effettivamente utile ai fini della perfetta ricostruzione dell'informazione risiede nei 25 W di una qualunque delle due bande laterali; questo sta a dimostrare un bilancio energetico (o, se vogliamo, un rendimento del sistema) certamente poco favorevole.

Oltre a questo inutile dispendio di potenza, c'è da tener presente che il tubo finale deve essere dimensionato e scelto per potenze sensibilmente più elevate di quella effettivamente necessaria e sfruttabile.

Non dobbiamo infine dimenticare che, per fornire i suddetti 100 W di portante, il trasmettitore deve essere in grado (secondo quanto già studiato) di fornire 4 volte tanto nei picchi positivi di modulazione, vale a dire ben 400 W.

Concludendo, in condizioni ottimali, serve un trasmettitore in grado di fornire 400 W nei picchi istantanei di potenza per trasmettere una portante di 100 W e 50 W totali di bande laterali.

Questo valore si identifica come *potenza di cresta della portate modulata*, che cioè rappresenta la potenza misurata sulla cresta (ovvero in corrispondenza del picco) di un segnale modulato (in ampiezza) al 100%, e che risulta pari a 4 volte la potenza della portante non modulata.

C'è ancora da considerare che, agli effetti dell'informazione trasmessa e da ricostruire, la portante non fa assolutamente nulla, infatti, nella modulazione d'ampiezza, la portante non varia assolutamente la sua ampiezza quando le è applicato il segnale modulante.

É allora evidente che un sistema di trasmissione che consenta di non trasmettere lo spettro completo della modulazione AM, bensì un'unica banda laterale, permette di sfruttare il tubo usato con un rendimento ben diverso; in pratica, a parità di potenza consumata, il tubo può irradiare un segnale effettivamente utile 4 volte maggiore (cioè almeno in teoria), senza che siano necessari (questo lo vedremo più avanti) tutti i watt che lo stadio modulante BF deve esso pure erogare.

Non va infine trascurato che, trasmettendo una sola banda laterale, il canale occupato dall'informazione risulta di larghezza pari a quella della sola banda audio di partenza, e non più doppia; un notevole vantaggio di un sistema di tal genere quindi consiste anche nel consentire, su una data porzione di frequenze, l'allocazione di un numero di canali (o meglio, di conversazioni) almeno doppio di quello dell'AM convenzionale.

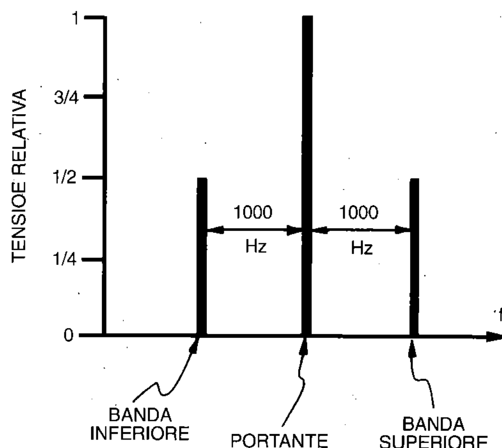


Fig. 2-57 - Esempio di modulazione al 100% di una portante da parte di una singola nota a 1000 Hz (visto nel campo delle frequenze).
Nel caso rappresentato (m = 1, cioè tensione modulante uguale a quella portante, quindi metà di tale tensione per ognuna delle bande laterali), la potenza complessivamente presente sulle bande laterali stesse è il 50% della portante vera e propria.

Quanto qui esposto è perfettamente fattibile mediante alcuni circuiti e certe tecniche che ora passiamo ad esaminare.

Va subito chiarito (e ciò costituisce la contropartita del sistema di trasmissione in oggetto) che è richiesto l'uso di circuiti piuttosto elaborati, e comunque più critici di quelli sin qui esaminati, il che si ripercuote anche sul livello economico delle apparecchiature così realizzate.

A conclusione, il sistema di trasmissione i cui principi di funzionamento stiamo esaminando è denominato a *banda laterale unica*, normalmente abbreviato in SSB (dall'espressione equivalente inglese Single Side Band).

In contrapposizione a questa definizione, il segnale in AM convenzionale viene indicato come DSB (double side band), anche se il termine si riferisce più precisamente a modulazione d'ampiezza in assenza di portante.

LA TRASMISSIONE IN SSB

Supponiamo, sempre nel caso dell'esempio precedente, di eliminare (vedremo poi in quale modo) la portante, raddoppiando poi l'ampiezza dei segnali che costituiscono le bande laterali; a questo raddoppio di tensione corrisponderebbe un aumento di 4 volte della potenza precedentemente contenuta nelle stesse.

Operando in questo modo sappiamo però che una parte della potenza affidata alle due bande non è di alcuna utilità: l'eliminazione della sola portante permetterebbe un utilizzo nettamente migliore degli stadi di potenza, ma non ancora pieno.

Non resta allora che eliminare una delle due bande, tanto quella che rimane possiede ancora tutta l'informazione utile.

In questo caso, la potenza effettivamente utilizzata è ancora raddoppiata: tutta la potenza disponibile entro i 400 W di picco che sappiamo essere il limite massimo del dispositivo usato nel trasmettitore può finalmente essere utilizzata pienamente, in quanto la potenza totale delle bande laterali (200 W) è tutta riservata ad una sola.

Tutto ciò comporta un vantaggio facilmente calcolabile e quantificabile; abbiamo effettuato tre raddoppi di potenza: siamo cioè passati, per quanto riguarda la potenza effettivamente utilizzata, e cioè quella di una singola banda laterale, da 25 a 200 W, con rapporto 8 : 1 (pari a 9 dB, come vedremo).

Questo fatto si traduce (e non teniamo ancor conto dell'occupazione di metà canale solamente) in un guadagno, nel segnale ricevuto, veramente notevole. Esaminiamo ora i circuiti connessi alle operazioni da effettuarsi sul segnale, secondo quanto già visto.

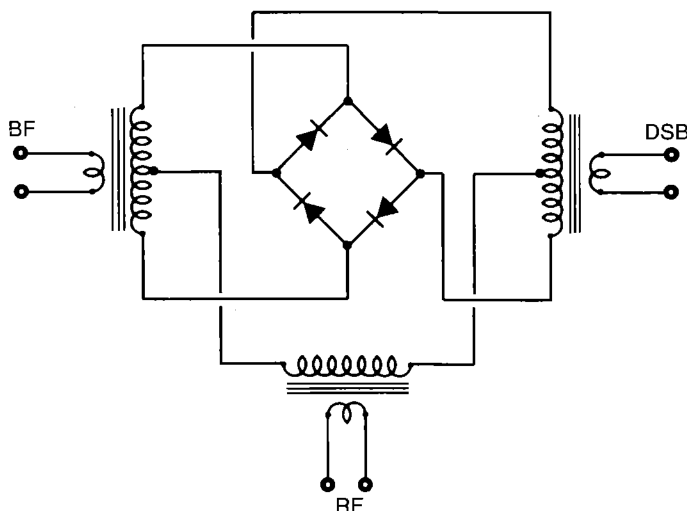
Modulatore bilanciato

Il primo passo, quello di eliminare la portante, vien fatto esattamente all'atto della modulazione, mediante un particolare circuito, appunto chiamato "modulatore bilanciato", le cui prestazioni consistono nell'ottemperare alla prima esigenza che si pone quando si voglia generare un segnale SSB sono: manipolare la portante a RF e l'informazione audio in modo da rendere disponibili all'uscita ambedue le bande laterali, ma non la portante.

Molti sono i possibili circuiti secondo cui realizzare un modulatore bilanciato, ma certo uno dei più tipici e popolari è quella di fig. 2-58, che rappresenta la versione ad anello di diodi.

Questo circuito, simmetrico e bilanciato in modo tale che, in presenza della sola portante RF, non si abbia all'uscita alcun segnale, vede i diodi fungere praticamente da interruttori normalmente aperti azionati dal segnale modulante;

Fig. 2-58 - Modulatore bilanciato ad anello di diodi.



solamente in presenza di questo, ed a suo stesso ritmo si ha un'uscita, costituita dalle due bande laterali. É molto importante l'identità di caratteristiche dei 4 diodi impiegati.

In pratica, il principio di funzionamento si basa sul fatto che nel circuito il segnale audio è applicato in push-pull, il segnale RF è applicato in parallelo, e l'uscita di nuovo in push-pull.

Il circuito ora presentato, e le sue versioni alternative, sono del tipo sostanzialmente passivo, nel senso che non forniscono alcuna amplificazione, ed anzi presentano una certa perdita di segnale (6 ÷ 10 dB tipicamente); si presta bene per applicazioni su larghe bande di frequenza. Possono però essere realizzati anche modulatori bilanciato usando dispositivi attivi, in particolare FET.

Filtri elimina-banda

All'uscita del modulatore è ora disponibile un segnale costituito dalle due bande laterali simmetriche e identiche; la successiva operazione da effettuarsi consiste nell'eliminazione (o più propriamente, nella decisa attenuazione) di una di esse.

Uno dei sistemi normalmente adottati consiste nell'inserire un opportuno circuito selettivo, che risulti accordato sulla banda laterale da conservare, e che invece non fornisca percettibilmente alcuna risposta sull'altra banda.

Poiché però queste due bande distano fra loro poche centinaia di Hz (ed esattamente il doppio della più bassa frequenza di modulazione), la loro separazione richiede filtri le cui caratteristiche, piuttosto severe, non sono facilmente ottenibili dai circuiti accordati convenzionali bensì da filtri a cristallo.

LA RICEZIONE DELLA SSB

Un segnale S.S.B. applicato ad un rivelatore concepito per segnali in AM, non risulta affatto decifrabile; rendiamoci ragione del perché di quanto qui affermato con un semplice esempio.

Supponiamo che il segnale SSB disponibile consista in una portante originaria pari a 7050 kHz, modulato da una sola frequenza (o nota) a 1 kHz.

Tale segnale, per quanto a suo tempo spiegato, sarà semplicemente costituito da una sola frequenza, a 7049 oppure a 7051 kHz, a seconda che sia stata eliminata la banda laterale superiore o inferiore.

All'uscita di un rivelatore convenzionale, questo segnale (trattandosi di una frequenza pura e semplice) non fornirà alcun segnale audio; al massimo, potrà dar luogo ad una tensione continua priva comunque di alcuna informazione.

La stessa vicenda subirà qualsiasi altra frequenza modulante, ciò almeno nel caso (teorico) di eliminazione totale della portante; in pratica, essendo tale portante solo fortemente attenuata, un certo segnale risulterà sí disponibile all'uscita del rivelatore, ma sarà in pratica assolutamente incomprensibile.

Ciò avviene in quanto, mancando la portante a costituire il complesso dell'inviluppo di modulazione, non esiste più alcuna informazione su quanto distino le frequenze costituenti le bande laterali dalla portante stessa: ed era appunto questa distanza, che rappresentava i valori esatti ed originali delle frequenze di modulazione.

É allora necessario fornire in loco, al ricevitore in oggetto, un segnale perfettamente sostitutivo della portante, in modo da ricostituire il riferimento che ripristina la modulazione originale.

La reinserzione della portante viene quindi effettuata ottenendo il relativo segnale da un apposito oscillatore locale, indicato, per questa specifica funzione, col termine di BFO (beat-frequency oscillator = oscillatore a frequenza di battimento); tale oscillatore è in genere del tipo a cristallo di quarzo, a motivo dell'elevata stabilità di frequenza richiesta.

L'operazione di demodulazione, che ora è possibile effettuare, è ormai evidente che consiste, sostanzialmente, in una conversione ad audiofrequenza.

Il circuito usato in questo caso, pur appartenendo alla categoria dei demodulatori, non è altro che una versione particolare del già visto modulatore bilanciato; la denominazione ora assunta è quella di *rivelatore di prodotto.*

Il termine che definisce questo circuito deriva dal fatto che la costituzione circuitale ed i livelli di segnale sono tali che la sua uscita corrisponde in qualche modo al prodotto dei due segnali entranti.

Vale a dire che la mancanza di uno qualunque dei due segnali entranti provoca l'assenza di qualsiasi segnale audio all'uscita, che è costituito unicamente dal battimento fra onde in arrivo ed oscillazione locale.

Come circuito rivelatore a prodotto può essere usato quello di fig. 2-58 (cioè di tipo passivo), ma vengono anche adottati dei "mixer" a componenti attivi.

MODULAZIONE DI FREQUENZA

Per trasmettere un'informazione di tipo audio (sia essa voce o musica), è possibile modulare anche le altre proprietà di una portante a RF, e cioè frequenza e fase.

Nel caso della *modulazione di frequenza* (abbreviata in FM), la frequenza della portante viene fatta variare in sincronia con le variazioni del segnale modulante. Nel caso della *modulazione di fase* (PM) è la fase della portante che vien fatta variare.

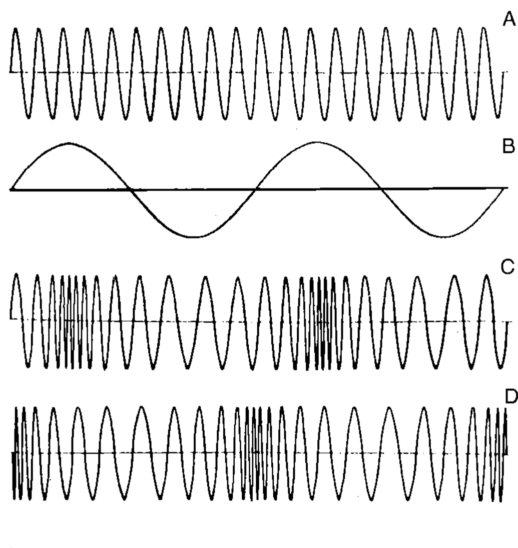
Va detto subito che le modulazioni di frequenza e di fase sono tutt'altro che indipendenti; infatti la frequenza non può esser fatta variare senza che si sposti anche la fase, e viceversa.

É per tale motivo che la trattazione è sostanzialmente riferita alla sola FM.

Le caratteristiche della FM

In fig. 2-59 è fornita la rappresentazione grafica del processo di modulazione in frequenza.

Fig. 2-59 - Rappresentazione grafica di modulazione di frequenza; quando si applica ad (A) il segnale modulante (B), la RF aumenta o diminuisce secondo l'ampiezza e la polarità di (B). In (D) è riportato l'analogo andamento del segnale modulato in fase.



L'applicazione di un segnale modulante lascia invariata l'ampiezza della portante (almeno in prima approssimazione), cioè ne fa variare solo la frequenza: in particolare, la frequenza cresce durante mezzo ciclo dell'onda modulante, e diminuisce in corrispondenza dell'altro mezzo ciclo.

Infatti, dall'esempio riportato in figura, si vede che i cicli a RF impiegano meno tempo (e quindi la loro frequenza è più alta) quando il segnale modulante sta percorrendo la semionda positiva, mentre ne impiegano di più (con la frequenza che ora è più bassa) quando il segnale modulante è nella semionda negativa.

L'entità di cui varia la frequenza della portante, indicata col termine *deviazione di frequenza,* risulta proporzionale all'ampiezza istantanea del segnale modulante; quindi la deviazione è piccola quando l'ampiezza è modesta, mentre è elevata quando il segnale modulante raggiunge il suo valore di picco, sia esso positivo o negativo.

In altre parole, la deviazione consiste semplicemente nell'ampiezza delle bande laterali; se per esempio, un circuito generatore di portante funzionante a 8 MHz ha la sua frequenza spostata, dal processo di modulazione, fra 7995 e 8005 kHz, vuol dire che la sua deviazione è ± 5 kHz.

Se si esamina, per la FM, lo spettro di frequenze modulanti, la situazione è nettamente diversa: sono presenti, ai lati della portante, ben più di due frequenze laterali.

Il numero di tali frequenze laterali è elevatissimo (in teoria, infinito), ciò che provoca, per la FM, una larghezza di banda nettamente superiore.

Il numero di bande laterali "extra" che si verifica sia con la FM che con la PM dipende dalla relazione che esiste fra la frequenza del segnale di modulazione e la deviazione di frequenza ottenuta sulla portante. Il rapporto fra queste due grandezze costituisce un parametro importante, e prende il nome di *indice di modulazione*. Vale quindi la formula:

$$\text{Indice di modulazione} = \frac{\text{deviazione della portante}}{\text{frequenza modulante}}$$

Riferendoci allora all'esempio precedente, se la deviazione di circa 5 kHz viene ottenuta con una frequenza audio di 1 kHz, l'indice di modulazione corrispondente vale:

$$i_m = \frac{5000}{1000} = 5$$

Data la banda inerentemente molto ampia che il processo di modulazione di frequenza tende a far assumere, sulle bande radiantistiche è normalmente autorizzato solo il tipo di FM (o PM) a banda stretta, quello cioè che consente di non occupare un canale molto più ampio di un segnale modulato in AM dalla stessa frequenza audio.

Ciò significa che in altre parole il funzionamento a banda stretta (NBFM) comporta l'adozione di un indice di modulazione relativamente modesto, al contrario di quanto avviene per le stazioni di radiodiffusione.

Occorre però precisare che indici di modulazione molto bassi comportano efficienze piuttosto scarse nel sistema di comunicazione in FM, in quanto il rapporto segnale/rumore ottenibile al ricevitore risulta altrettanto scarso.

Come controparte a quanto sin qui detto, i vantaggi del sistema in FM sono un paio. In primo luogo, non essendo presente, per la FM, la notevole variazione di livello del segnale che è invece presente nella AM (basta raffrontare le relative rappresentazioni grafiche), questo sistema di modulazione non richiede assolutamente le elevate potenze modulanti necessarie per l'AM, e nemmeno richiede le notevoli (e quindi costose) complicazioni circuitali tipiche della SSB. Inoltre, gli stadi amplificatori necessariamente presenti fra oscillatore/modulatore ed antenna possono operare in classe C, senza alcuna controindicazione e quindi con notevole vantaggio nel rendimento complessivo, non essendo sovrapposta al segnale alcuna variazione in ampiezza da salvare.

Il secondo vantaggio risiede nell'intrinseca insensibilità ai disturbi che il sistema FM consente: ciò deriva dal fatto che, se gli stadi di media frequenza e demodulazione del ricevitore sono opportunamente realizzati, essi risultano insensibili alle variazioni in ampiezza del segnale ricevuto, talché i disturbi, che invece modulano in ampiezza i segnali, non vengono sostanzialmente rivelati.

Circuiti di modulazione

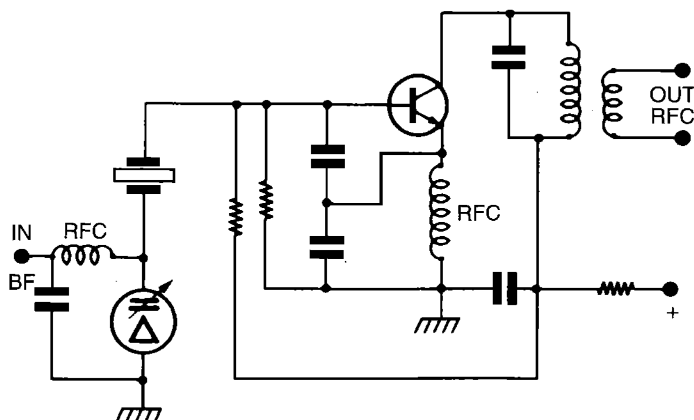
Tralasciamo qui la descrizione del più classico modulatore FM, e cioè il modulatore a reattanza con semplice circuito LC, in quanto esso non è di uso normale nelle apparecchiature di nostro interesse.

Particolarmente usato è invece il tipo di fig. 2-60, che (pur basandosi sullo stesso principio) sfrutta un oscillatore a quarzo.

Il principio fondamentale di funzionamento è il seguente: la capacità del varicap CR1 viene variata dal segnale BF applicato; a tale variazione corrisponde una variazione della frequenza di oscillazione, in quanto il quarzo ne è leggermente "trascinato".

Per provocare tale slittamento bastano pochi V di BF; la non eccessiva deviazione ottenibile

Fig. 2-60 - Modulatore in FM nella versione di oscillatore Colpitts a cristallo.



può venire ampliata quanto serve mediante uno o più moltiplicatori di frequenza (realizzati secondo i normali circuiti cui a suo tempo si è accennato).

Se per esempio, la modulazione è applicata ad un quarzo a 12 MHz e la frequenza finale di lavoro è 144 MHz, il fattore di moltiplicazione è 12; quindi, se la deviazione ottenuta a 12 MHz è 500 Hz, a 144 MHz sarà di 6 kHz.

Il circuito qui rappresentato costituisce solo un esempio dei vari casi possibili; il sistema può essere indifferentemente applicato ad oscillatori in fondamentale o in overtone, salve le opportune precauzioni per quanto concerne l'indice di modulazione.

Circuiti di rivelazione

Anche un ricevitore (o, per meglio dire, un rivelatore) convenzionale può essere usato per ricevere segnali modulati in frequenza.

Per fare ciò basta sintonizzare il segnale FM in modo che la frequenza portante cada in una zona abbastanza centrale del fianco della curva di selettività del ricevitore; in tal modo le variazioni in frequenza del segnale in arrivo vengono convertite in variazioni di ampiezza, che vengono quindi rivelate dal classico demodulatore.

Questa però, che prende il nome di *rivelazione a pendenza* (fig. 2-61), non è certo la migliore tecnica per sfruttare i possibili vantaggi della FM; inoltre il sistema di cui sopra presenta una notevole distorsione.

Il circuito di demodulazione appositamente usato per la FM viene indicato col nome di *discriminatore*; un esempio è riportato in fig. 2-62.

La conversione FM-AM ha luogo nel trasformatore (l'ultima della catena di media frequenza); il funzionamento del circuito deriva infatti dalle relazioni di fase che esistono in un trasformatore che ha primario e secondario accordati.

Le tensioni presenti ai capi del secondario in assenza di modulazione sono uguali ed opposte: una volta rettificata, la loro combinazione fornisce all'uscita il previsto livello zero.

La deviazione di frequenza a seguito della modulazione provoca un conseguente spostamento nella fase delle due componenti, il ché si traduce in un aumento di ampiezza da un lato del secondario ed in una diminuzione dall'altro lato; la differenza dei due segnali rettificati costituisce appunto il segnale audio disponibile in uscita.

Un'ultima considerazione sulla costituzione di un ricevitore per FM, ed in particolare degli stadi di media frequenza, si riferisce alla larghezza di banda; infatti, per le considerazioni cui si è accennato all'inizio di questo capitolo, la banda occupata da un segnale FM è sensibilmente maggiore che nel caso di un segnale AM (ed a maggior ragione, di quella di un segnale SSB).

Questo è anche il motivo per cui il valore di MF di un ricevitore per FM può essere anche sensibilmente più elevato (essendo meno critico il problema del Q) di quello di un ricevitore AM-SSB.

Fig. 2-61 - Rivelazione di segnale in FM ricorrendo ad un ricevitore AM

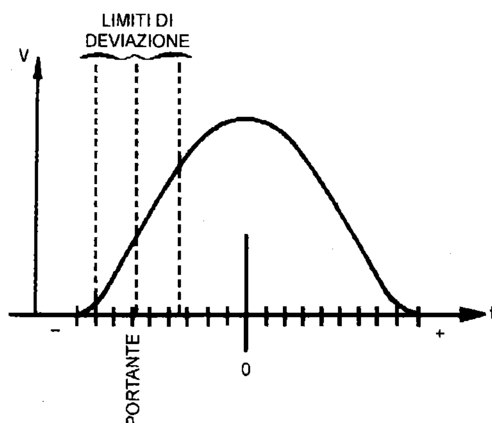
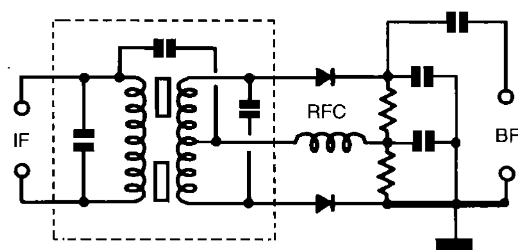


Fig. 2-62 - Discriminatore Foster-Seeley.



La modulazione di fase (PM)

Ricordando che la frequenza di una corrente alternata è determinata dal ritmo con cui ne cambia la fase, ne viene confermata la contemporanea presenza di FM quando si effettua modulazione di fase, e viceversa.

L'unica differenza rilevante fra FM e PM è la seguente: mentre la deviazione di frequenza in FM è proporzionale solamente all'ampiezza del segnale modulante, per la FM la deviazione è proporzionale sia all'ampiezza che alla frequenza del segnale audio.

Ne consegue ancora che, in PM, l'indice di modulazione è costante, non è cioè funzione della frequenza modulante in FM.

Un certo svantaggio della modulazione di fase, per il resto assolutamente paragonabile alla "sorella" FM, è che la deviazione ottenibile dai corrispondenti circuiti modulanti è sensibilmente inferiore; il fatto richiede l'impiego di un numero maggiore di stadi moltiplicatori.

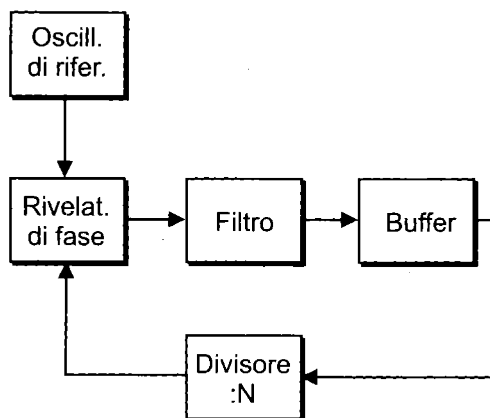
Il PLL (ovvero circuito ad aggancio di fase)

Una delle applicazioni primarie di questo circuito, accessorio ma importantissimo, consiste nel mantenere bene costante la frequenza di un qualunque VFO, e questo può essere ottenuto comparando in continuità la fase dell'oscillatore in oggetto ad un riferimento di frequenza stabile quale può essere un oscillatore a cristallo: il risultato di questa comparazione viene usato appunto per tenere sotto controllo la frequenza del nostro oscillatore.

Si parte infatti dividendo per un fattore N predeterminato la frequenza del VFO, in modo che il risultato sia portato uguale a quello del riferimento; in un opportuno circuito mixer (comparatore) i due segnali vengono confrontati, ottenendone così una tensione proporzionale alla eventuale differenza di frequenza, e quindi di fase, verificatasi: è questa tensione che va a controllare il VFO forzandone la frequenza su un valore (anch'esso opportunamente diviso per N) in modo da risultare in fase col segnale di riferimento.

Ecco quindi che il PLL, cioè il circuito che opera per mantenere in fase i due oscillatori, è composto essenzialmente da un oscillatore controllato in tensione (VCO), da un oscillatore a frequenza fissa di riferimento, da un mixer usato come comparatore di fase e da un filtro passa-basso.

Fig. 2-63 - Semplice versione a blocchi di circuito PLL



Alimentatori

Praticamente tutte le apparecchiature radioelettriche hanno bisogno, per poter funzionare, di una qualche forma di fornitura d'energia elettrica, la cosiddetta "alimentazione".

Quest'energia viene solitamente prelevata dalla rete luce in corrente alternata, almeno quando l'apparecchio viene fatto funzionare in postazione fissa.

Va subito ricordato che i dispositivi "bisognosi" di alimentazione (valvole o transistori che siano) devono tutti operare in corrente continua, sia la tensione necessaria sull'ordine delle decine o delle migliaia di volt.

Occorre quindi, in tutti questi casi, eseguire una doppia trasformazione; la tensione di rete (nel nostro caso, i normali 220 V) deve essere trasformata al valore di tensione, più alto o più basso che sia, richiesto dal dispositivo in uso; la tensione alternata così trasformata deve poi essere convertita in tensione continua.

Potremmo dire che si tratta di mettere in atto, delle strutture di servizio, non per questo però meno importanti della restante circuiteria; per realizzare queste parti accessorie degli apparati si deve ricorrere fondamentalmente alle ben note caratteristiche (oltre che, ovviamente, dei trasformatori) dei diodi raddrizzatori, per i quali si considera ormai la sola versione a semiconduttore.

Esaminiamo allora, una alla volta, le varie possibili soluzioni circuitali, con relativi requisiti e prestazioni.

Raddrizzatore a mezz'onda

Come implica il nome, questa che è la più semplice versione di circuito rettificatore rende disponibile all'uscita una sola delle semionde che costituiscono l'onda sinusoidale di partenza.

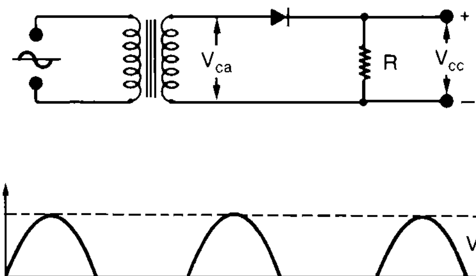
Infatti, come risulta dalla fig. 2-64, la forma d'onda è il tipico segnale alternato sinusoidale sia all'entrata che all'uscita del trasformatore, ma poi, stante la prerogativa del diodo di lasciar passare corrente solo in una direzione, la forma d'onda in uscita è costituita dalle sole semionde positive, mentre quelle sotto l'asse orizzontale sono completamente eliminate, non costituendo alcun contributo energetico negli intervalli ad esse relativi.

In ogni modo, l'uscita da un raddrizzatore a mezz'onda, pur non potendo definirsi tensione continua, non è certamente più una tensione alternata, e pertanto possiede valore medio ed efficace.

Raddrizzatore ad onda intera

L'impostazione di questo circuito è tale da rendere disponibile, in uscita, la sequenza completa di tute le semionde; infatti il raddrizzatore ad onda intera opera sull'intero ciclo dell'onda alternata, giustificando realmente, ed in pieno, la propria definizione, in quanto una delle due semionde viene "raddrizzata" ed allineata con l'altra, secondo la stessa polarità, come risulta evidente dalla fig. 2-65.

Fig. 2-64 - Raddrizzatore a semionda.



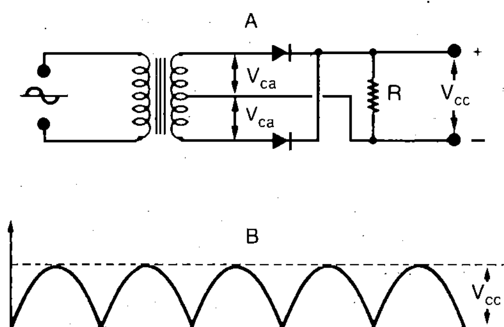


Fig. 2-65 - Raddrizzatore ad onda intera (o bifase).

Sfruttando un trasformatore con doppio avvolgimento secondario (ciascun braccio alla stessa tensione del caso precedente), e due diodi opportunamente connessi, il funzionamento è il seguente: durante metà del ciclo della corrente alternata, condurrà il diodo A (competente per polarità), e la tensione ai capi del carico avrà i segni indicati.

Durante l'altra metà del ciclo, sarà il diodo B a condurre, e la polarità ai capi del carico, data la disposizione circuitale, sarà sempre la stessa.

Raddrizzatore a ponte

Si tratta di un circuito esso pure molto diffuso, che evita l'impiego del trasformatore a doppio avvolgimento ma che comporta quello di 4 diodi, appunto montati in disposizione a ponte (fig. 2-66).

Il raddrizzatore è anche in questo caso ad onda intera, e quindi la forma d'onda in uscita, sia per la tensione che per la corrente, è la stessa del circuito precedente, cioè costituita dalla piena sequenza delle semionde della stessa polarità.

Per quanto concerne il funzionamento, i diodi di A e B risultano collegati al trasformatore sostanzialmente allo stesso modo del raddrizzatore ad onda intera; l'altra coppia, C e D, è essa pure collegata in serie fra gli estremi del secondario, ma con polarità opposta.

Con tale disposizione, quando l'estremo alto del secondario del trasformatore è positivo, la corrente trova il suo percorso di conduzione attraverso A, la resistenza di carico, e D, per rientrare all'estremo basso; quando s'inverte la polarità, sono B e C a consentire il passaggio di corrente attraverso R, che risulta quindi interessata da ambedue le semionde, portate ad identica polarità.

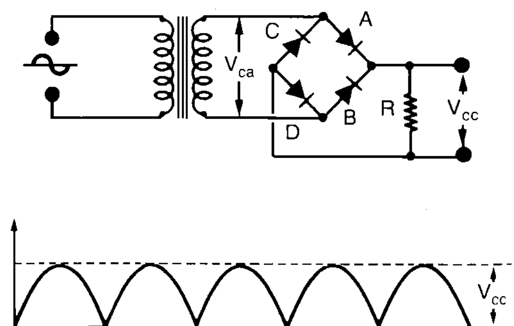
Il filtraggio

La tensione e la corrente che abbiamo visto disponibili all'uscita dei circuiti raddrizzatori ora esaminati sono senza alcun dubbio unidirezionali, e presentano quindi, in questo senso, un andamento continuo; tuttavia la loro ampiezza è tutt'altro che costante, in quanto essa fluttua evidentemente da zero al valore di picco e viceversa.

Si dice, con chiaro significato, che esse sono di tipo *pulsante*, e la frequenza di detta pulsazione è quella originale della corrente alternata di alimentazione (e cioè 50 Hz) per il circuito a mezz'onda, mentre è doppia (e cioè 100 Hz) negli altri due tipi di raddrizzatori, ambedue ad onda intera.

Appare qui chiaro che siamo ancora lontani, con questi semplici circuiti, dall'ottenimento di quanto realmente serve, e cioè una tensione ed una corrente paragonabili a quanto ottenibile da un'accumulatore o pila, quindi perfettamente costanti in tutti i parametri.

Fig. 2-66 - Raddrizzatore a ponte.



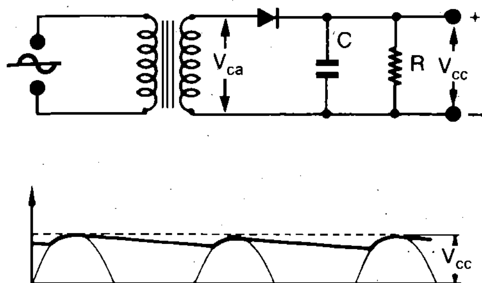


Fig. 2-67 - Classica versione di alimentatore. Azione di spianamento operata dal filtro capacitivo in uscita.

Ciò significa che la fluttuazione va completamente eliminata, i picchi vanno smorzati e le "buche" riempite; è quanto si deve ancora mettere in atto, appunto mediante opportuni dispositivi di filtro.

Il tipo più convenzionale di filtro è quello semplicemente consistente in un condensatore di opportuno valore (in genere, molto elevato) di capacità posto in parallelo al carico: è il cosiddetto filtro ad *ingresso capacitivo,* ed il condensatore svolge la sua specifica funzione di dispositivo che immagazzina corrente quando ve ne è rifornimento e la restituisce quando ve ne è richiesta.

In altre parole, il condensatore si carica ad un valore di tensione molto prossimo a quello di picco, durante la fase crescente della semisinusoide, per poi scaricarsi più o meno lentamente, quando la tensione torna a zero.

In tal modo, il condensatore funziona appunto da serbatoio, andando a riempire i "buchi" fra una semionda e l'altra; in fig. 2-67 è rappresentato il caso forse più evidente, corrispondente al condensatore di filtro posto all'uscita di un raddrizzatore a semionda.

Se la capacità è molto elevata o la corrente modesta, il condensatore si mantiene carico, salva una leggera ondulazione, al valore di picco: abbiamo quindi Vcc uguale (o poco inferiore) a 1,41 Vca.

In ogni caso, dovendo essere i condensatori di filtro ad alta capacità (specie se per circuiti a transistori, centinaia o migliaia di μF), essi saranno sempre del tipo elettrolitico.

Stabilizzatori di tensione

Molti tipi di circuiti non accettano, per il proprio regolare funzionamento, che la tensione di alimentazione sia soggetta a variazioni, che invece vengono inevitabilmente provocate da fluttuazioni della tensione di rete e da cambiamenti della corrente assorbita dal carico.

Nel caso delle apparecchiature ricetrasmittenti, gli effetti maggiormente indesiderati sono gli slittamenti di frequenza, le distorsioni dovute allo spostamento del punto di lavoro, le diminuzioni di potenza.

Occorre quindi ricorrere ad alimentatori cui siano stati aggiunti circuiti o dispositivi di stabilizzazione della tensione erogata.

Fig. 2-68 - Circuito di stabilizzatore di tensione a diodo Zener.

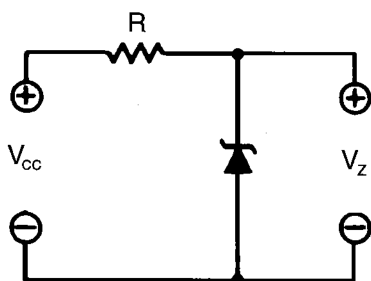
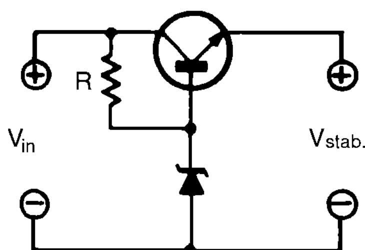


Fig. 2-69 - Circuito di stabilizzatore-serie, o a diodo zener amplificato.



Un discreto grado di stabilizzazione, ma per modeste potenze, si può ottenere con dei semplici circuiti a diodo zener.

I valori della tensione stabilizzata sono, per i diodi zener, compresi fra 3 V ed oltre 100 V; la loro potenza varia normalmente da 400 mW a qualche decina di watt al massimo.

Questo circuito di stabilizzazione richiede, oltre al diodo Zener, l'aggiunta di una resistenza di limitazione, posta in serie alla corrente erogata; il circuito tipo è riportato in fig. 2-68.

Le variazioni cui è soggetta la tensione Vcc si localizzano quasi completamente ai capi di R, lasciando così la tensione Vz sostanzialmente stabile, almeno entro qualche percento.

Spesso un circuito di questo tipo risulta però insufficiente o come grado di stabilità ottenibile o come corrente (e quindi, potenza) effettivamente stabilizzabile; occorre quindi amplificarne l'effetto, applicando questo semplice circuito ad un transistore di opportuna potenza.

Il circuito diventa così quello di fig. 2-69, dove lo zener stabilizza la base del transistore, che del resto agisce come resistenza variabile (oltre che come amplificatore di corrente); il collegamento è quello tipico dell'emitter-follower.

Questo schema è un po' la base per ulteriori sofisticazioni circuitali, che consentono di ottenere, caso per caso, prestazioni ben superiori, o comunque conformi alle singole esigenze; il circuito è indicato come *stabilizzatore-serie.*

IL DECIBEL

Nella materia sin qui trattata già si è dovuto fare qualche accenno ad una nuova unità di misura, che all'acustica è legata e che da essa può ritenersi derivata; il suo uso è poi stato generalizzato praticamente a tutto il campo delle telecomunicazioni, talché è ora necessario introdurne i concetti.

Supponiamo che una persona stia ascoltando un suono di una certa intensità; se tale intensità viene improvvisamente raddoppiata, l'ascoltatore ha sí la percezione dell'aumento avvenuto, ma la sensazione che riporta non è quella di un raddoppio.

Perché egli abbia effettivamente la sensazione di intensità raddoppiata occorre che, in effetti, il valore di questa venga quadruplicato; allo stesso modo, perché egli abbia una sensazione di intensità tripla, occorre che questa venga aumentata di nove volte, e così via.

Tutto ciò è conseguenza del particolare andamento della sensibilità del nostro orecchio, per il quale l'aumento di intensità sonora avvertito è strettamente legato al logaritmo di quello realmente avvenuto.

Questo comportamento (almeno, mediamente) è di validità generale; quindi in tutti i casi in cui sia riscontrabile una variazione del livello sonoro, oppure, ciò che è la stessa cosa, delle grandezze elettriche a tale livello legate, la variazione in oggetto non sarà avvertita nella sua entità reale, bensì secondo una legge logaritmica, cioè in pratica più attenuata o compressa.

Per esprimere allora, in modo coerente con le effettive sensazioni auditive, le differenze di livello fra diverse potenze acustiche, si usa un'unità di misura che è proporzionale al logaritmo del rapporto fra i due differenti livelli.

Si tratta appunto del *decibel*, il quale rappresenta la minima differenza fra due livelli di suono che mediante un orecchio può percepire.

Quindi la differenza di livello esistente fra una potenza P_2 ed una potenza P_1, espressa in *dB* vale:

$$N = 10 \log \frac{P_2}{P_1}$$

Se questa grandezza viene riferita, anziché alle potenze, alle grandezze elettriche ad esse

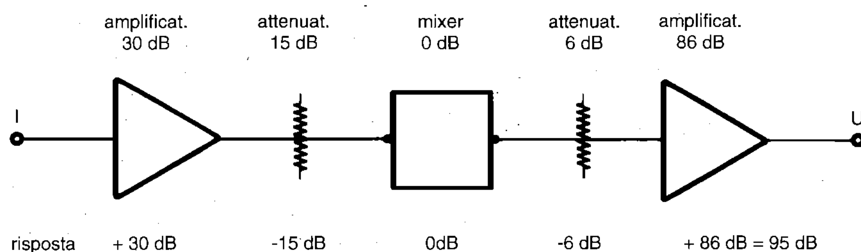


Fig. 2-70 - Guadagno complessivo di un sistema.

legate, cioè a tensioni od a correnti, la formula va modificata come segue:

$$N = 20 \log \frac{V_2}{V_1} = 20 \log \frac{I_2}{I_1}$$

Questo parametro è stato poi esteso a tutto il campo delle telecomunicazioni, permettendo di esprimere con tale numero una qualunque differenza di livello, derivante da amplificazione o attenuazione, che esista fra due punti qualsiasi in qualunque circuito oppure fra le ampiezze di due segnali a frequenze diverse che da tale circuito entrino od escano.

Dire, per esempio, che un amplificatore guadagna 6 dB significa dire che la sua amplificazione di potenza vale 4, poiché 10 volte il logaritmo è di 4 è precisamente uguale a 6; ciò equivale anche a dire che la sua amplificazione di tensione è 2, poiché 20 volte il logaritmo di 2 è ancora uguale a 6.

Unica condizione, per tale computo immediato, consiste nel fatto che i livelli debbano essere riferiti allo stesso valore di impedenza di carico.

In tale ipotesi, e per generalizzare l'esempio ora dato, ogni aggiunta (o sottrazione) di 10 dB sta ad indicare che la tensione è stata moltiplicata (o divisa) per 3,2 e la potenza per 10.

In ultima analisi, l'utilità forse maggiore dell'introduzione di tale nuova unità di misura consiste nel fatto che le amplificazioni o attenuazioni successive, se espresse in dB, semplicemente si sommano e si sottraggono fra di loro allo scopo di avere il valore finale complessivo.

Per meglio evidenziare questo aspetto di comodità operativa, riferiamoci all'esempio di fig. 2-70, in cui è rappresentato un sistema di elementi in cascata che volta a volta introducono guadagno o attenuazione.

Orbene, per trovare la risposta complessiva del sistema, basta semplicemente eseguire la somma (algebrica) dei singoli comportamenti; nel caso del nostro esempio, avremo, come risultato, +95 dB: si tratta evidentemente, di guadagno, in quanto il segno positivo sta ad indicare amplificazione mentre il segno negativo indica attenuazione.

É opportuno concludere questo argomento facendo presente che i calcoli sui decibel possono essere realizzati con buona approssimazione anche senza passare attraverso i lorgaritmi (e le relative formule rigorose), bensì tenendo presente una semplice tabellina riferita al caso delle potenze:

10 dB = 10 volte
3 dB = 2 volte
1 dB = 1,25 volte

cui per comodità possiamo aggiungere:
0 dB = 1 volta
6 dB = 4 volte
20 dB = 200 volte
ecc.

Per esempio, 37 dB diventano
30 dB → 1000 (10 • 10 • 10) volte
6 dB → 4 (2 • 2) volte
1 dB → 1,25 volte

Quindi 1000 • 4 • 1,25 = 5000 volte

CIRCUITI NUMERICI: le norme elementari

Il termine *digitale* fa ormai parte del linguaggio comune; è per tale motivo che in questa breve trattazione si userà, al posto del termine "numerico", il termine "digitale", che ne è sinonimo, come alternativa al termine *"segnale analogico"*.

Mentre i segnali analogici sono quelli che hanno la possibilità di assumere un numero infinito di valori, pur entro una certa gamma più o meno limitata, si parla di segnali *digitali* quando i segnali stessi hanno la possibilità di assumere solamente un numero finito di valori, sempre all'interno di un certo range prefissato per rappresentare quella certa quantità o grandezza.

In tal caso, il numero di valori di solito corrisponde ad una potenza intera di 2, cioè 2^1, 2^2, 2^3, 2^4 ecc; si parla allora di segnali a 2 livelli, ovvero *binari*, a quattro, otto, sedici ecc. livelli.

Poiché in generale i segnali naturali possono considerarsi quasi tutti analogici, una volta che siano stati "trasdotti" sotto forma elettrica, tutti i segnali elettrici si possono trasformare, con opportuna conversione, in segnali digitali.

La suddetta operazione di *digitalizzazione*, che viene indicata anche col nome di *quantizzazione*, può essere rappresentata, a titolo di esempio, in fig. 2-71, la quale mostra come un segnale analogico (A), quindi a variazione lineare, venga elaborato in un numero finito (anche se elevato) di valori corrispondenti del segnale di partenza (B).

Logica e "porte" logiche

Ora è opportuno chiarire che un *sistema digitale* si dice binario se i suoi segnali d'ingresso e d'uscita possono assumere solamente due valori, o livelli, che si indicano generalmente mediante simboli **0** e **1** (o basso e alto), corrispondenti per esempio in un circuito elettrico, a due valori di tensione ben definiti.

L'enorme sviluppo dei sistemi digitali è legato alla disponibilità di mercato di *circuiti integrati* in grado di svolgere le funzioni più complesse; stante la grande varietà di questi dispositivi, ci si limita ad esaminare brevemente solo la struttura logica, basata sull'*algebra di Boole.*

Le operazioni logiche più semplici, e comunque fondamentali sono le cosiddette *porte logiche* che consentono le operazioni **AND, OR** e **NOT**, che corrispondono alla normale terminologia del nostro linguaggio: **e, o** e **non**.

Comunque questi 3 operatori logici elementari permettono di risolvere, con un numero enorme di combinazioni, qualsiasi problema digitale.

I simboli grafici di questi operatori sono riportati in fig. 2-72.

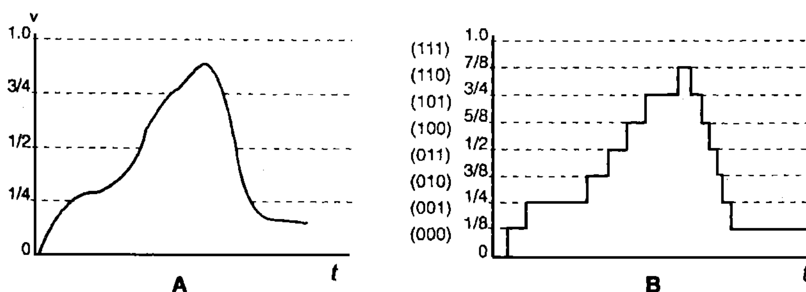


Fig. 2-71 – Segnale analogico (A) e quantizzazione a otto livelli (B)

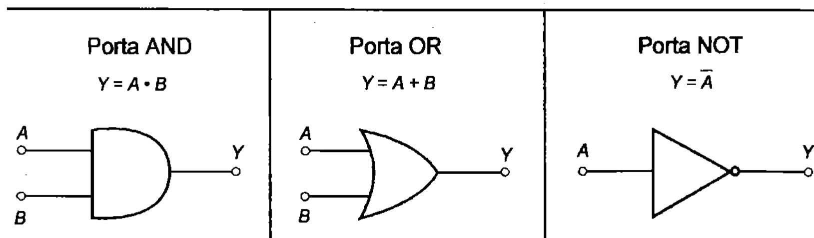


Fig. 2-72 – Simboli grafici con cui si rappresentano le porti logiche elementari AND, OR e NOT negli schemi elettrici.

3. Dispositivi per radiocomunicazioni

Le tecniche

Gli apparati

Le antenne

Appendice

Le tecniche

Qualunque sistema di radiocomunicazioni consta, innanzitutto, di un apparato che elabora opportunamente i segnali da affidare allo spazio circostante onde consentire l'invio e la diffusione, alle distanze desiderate, dell'informazione che essi rappresentano o contengono.

É questo il cosiddetto *trasmettitore.*

All'altro estremo occorre poi disporre di un complesso che capti, dallo spazio circostante, il segnale desiderato e lo rielabori al fine di riprodurre, a livello opportuno, l'informazione che interessa.

É questo il cosiddetto *ricevitore*.

Completano il sistema due altri elementi che consentono, in trasmissione, di "stimolare elettronicamente" lo spazio interposto, ed in ricezione di trasferire questo "stimolo" al ricevitore.

Si tratta delle cosiddette antenne: emittente la prima, ricevente la seconda; di queste ci occuperemo in seguito.

I sistemi in uso per lo scambio di informazioni "via radio" sono: *in codice* (e nel caso di radioamatori il codice più usato è il *Morse*, ed il tipo di emissione viene individuato con la sigla *CW*) oppure a *viva voce* (e, sempre nel campo dei radioamatori, i tipi di modulazione usati sono AM, SSB ed FM).

Ognuno di questi sistemi di comunicazione richiede prestazioni, e quindi soluzioni circuitali, più o meno differenziate; tuttavia è opportuno esaminare dapprima la composizione generale, ed i problemi ad essa connessi, dei suddetti apparati, che sono, ripetiamo, i trasmettitori ed i ricevitori.

I TRASMETTITORI

Il trasmettitore è un dispositivo che permette di elaborare l'informazione da trasmettere in modo che essa venga affidata ad un'onda "portante" di requisiti tali (e cioè frequenza e potenza) da poter essere inviata alle distanze e nelle condizioni volute.

L'elemento base di un trasmettitore, e che da solo potrebbe costituirne la versione più semplice, consiste in un generatore di portante, o, per meglio dire, in un oscillatore.

Esso può essere scelto fra i tipi a suo tempo descritti, e quindi può essere a quarzo oppure a frequenza variabile.

Tale stadio oscillatore è in genere seguito da uno o più stadi di amplificazione di potenza modesta (*pilota o driver*), ed eventualmente moltiplicatori o convertitori di frequenza, onde portare il segnale alla frequenza voluta ed al livello di potenza necessario per pilotare un amplificatore finale, a sua volta di potenza pari a quella richiesta.

Tale stadio sarà equipaggiato con un opportuno dispositivo per accordare l'amplificatore sulle frequenze di lavoro ed al contempo adattare l'impedenza del componente attivo all'impedenza caratteristica del sistema di antenna.

Spesso tale dispositivo (per esempio costituito da una cella a π) agisce anche come filtro d'uscita per evitare, o quanto meno attenuare sensibilmente, eventuali prodotti spurii presenti.

Affiancato a tale complesso esisterà un particolare dispositivo (un modulatore nel senso più generale della parola) avente lo scopo di imprimere alla portante così generata le informazioni necessarie.

Sarà infine presente un alimentatore onde fornire le tensioni e le correnti richieste dai vari circuiti.

Per quanto concerne l'effettiva costituzione di

un moderno trasmettitore, si può affermare che l'apparato sarà generalmente equipaggiato con transistori, diodi e circuiti integrati fino allo stadio pilota, mentre lo stadio finale di potenza (specie se per potenza, e frequenze, elevate) sarà realizzato con uno o più tubi.

Il vantaggio principale degli amplificatori a valvole è che essi sono un po' meno soggetti a danneggiarsi per eccessivo livello di pilotaggio e per carichi d'antenna disadattati; inoltre i transistori tendenzialmente generano livelli di armoniche più elevati, e sono più soggetti ad autoscillazioni parassite.

Ma pure se non esistesse questo comportamento preferenziale, va tenuto presente che, quando la potenza comincia ad aggirarsi su diverse centinaia di watt (in HF, ed anche meno in VHF e oltre) la convenienza, sia circuitale che economica, è tuttora a favore dei tubi elettronici.

Problemi connessi

Ognuno dei singoli stadi che costituiscono un trasmettitore è caratterizzato da determinate esigenze funzionali che decidono della scelta del circuito e dei componenti.

Per esempio, poiché spostamenti della frequenza che caratterizza l'onda portante possono determinare conseguenze indesiderate, l'oscillatore dovrà essere scelto e realizzato in modo tale da presentare una sufficiente stabilità della sua frequenza di oscillazione.

Gli eventuali stadi intermedi di amplificazione o di moltiplicazione dovranno fornire potenze sufficienti a pilotare l'amplificatore finale affinché esso possa erogare la richiesta potenza; contemporaneamente non dovranno apportare al segnale ad essi affidato eccessive deformazioni, e ciò per non determinare, a seconda dei casi, un'eccessiva alterazione del segnale oppure armoniche a livello troppo elevato.

Infatti la presenza di tali armoniche, costituisce un complesso di altri segnali emessi i quali, oltre a determinare un'inutile perdite di potenza, costituiscono altrettanti nuovi segnali a frequenze diverse da quella assegnata che quasi sicuramente interferiscono con altri servizi o comunque ad essi recano disturbi certamente nocivi.

Le stesse considerazioni possono parimenti applicarsi, ed a maggior ragione, anche allo stadio finale amplificatore di potenza che, a seconda dei casi, potrà lavorare in tutte le classi comprese fra la AB1 e la C.

Naturalmente, al fine di effettuare le necessarie operazioni di messa a punto dei singoli stadi, esistono, e sono accessibili, diversi elementi di controllo, come resistenze, condensatori ed induttori variabili.

Per controllare l'azione di tali elementi, e quindi assicurarsi delle corrette modalità di funzionamento dei vari circuiti, vengono usati di norma voltmetri o amperometri, inseriti in determinati punti dei circuiti stessi.

Gli alimentatori devono essere in grado di fornire, ai vari stadi, le diverse tensioni necessarie con valori più stabili possibile, onde garantire la costanza della frequenza e della potenza emessa.

Infatti le tensioni da essi fornite possono variare sia al variare della tensione di rete sia (e ancor di più) al variare della corrente assorbita dai vari stadi del trasmettitore; queste variazioni di tensione influiscono sulle condizioni di funzionamento dei singoli stadi e, come conseguenza più diretta, possono portare a slittamenti nient'affatto trascurabili della frequenza generata dall'oscillatore di portante.

Le normali potenze d'uscita dei trasmettitori per radioamatori vanno da pochi a qualche centinaio di watt.

Emissioni indesiderate

Click di manipolazione. Quando la manipolazione telegrafica avviene producendo interruzioni con fronti d'onda molto ripidi e squadrati, la nota ricevuta risulta disturbata da rumori di tipo metallico.

Irradiazioni parassite. Specialmente nei trasmettitori moderni sono presenti diversi circuiti generatori di segnale che contribuiscono all'ottenimento del segnale utile nei vari modi di emissione e sulle varie bande operative. Purtroppo questi segnali producono anche battimenti e combinazioni indesiderate, dovute a non linearità di certi stadi od a insufficienti schermature degli stessi e dell'apparato.

Cabinet radiations. Può accadere che la struttura metallica di contenimento dell'apparato (specie se non collegata a terra, e comunque se non accuratamente realizzata) abbia a comportarsi essa stessa come elemento radiante (ovvero antenna) di emissioni indesiderate, cioè *irradiazioni del contenitore e della struttura.*

I RICEVITORI

Il ricevitore consiste in un dispositivo atto ad operare sul segnale captato le elaborazioni inverse a quelle impresse all'atto della trasmissione; il suo scopo è cioè quello di selezionare l'informazione in arrivo, rivelarla e portarla agli opportuni livelli per la sua identificazione e utilizzazione.

Le modalità di realizzazione di un ricevitore ed i problemi ad essa inerenti sono in genere più delicati, e comunque più vari, di quanto non avvenga per i trasmettitori.

In ogni caso la costituzione del ricevitore è molto legata alla frequenza ed al tipo delle emissioni da ricevere.

Le prestazioni che un ricevitore deve fornire consistono principalmente in un'amplificazione sufficientemente elevata onde portare a livello udibile i segnali che ad esso giungono e che possono essere debolissimi, ed in una selettività sufficiente a selezionare, fra i molti segnali in arrivo, solo ed esattamente quello che interessa.

I PARAMETRI FONDAMENTALI

Per introdurre l'ampia casistica relativa alle soluzioni circuitali da mettere in atto per ottenere queste prestazioni, cominciamo con l'esaminare quella che potrebbe essere la versione più elementare del ricevitore (per AM), costituita da un semplice rivelatore a diodo, collegato in ingresso con un circuito accordato alla frequenza da ricevere, ed all'uscita con un semplice auricolare telefonico, atto a riprodurre il segnale modulante rivelato (fig. 3-1).

Il segnale RF così captato dall'antenna, e selezionato dal circuito risonante L1-C1 cui è trasferito mediante accoppiamento a trasformatore per l'opportuno adattamento di impedenza, viene raddrizzato dal diodo (in questo caso del tipo a giunzione) e filtrato da C2, il cui valore si combina con l'impedenza dell'auricolare per offrire la necessaria costante di tempo.

Tale sistema può dare risultati soddisfacenti solo nel caso si debba ricevere un segnale molto forte (o trasmesso molto da vicino) e che esso sia a frequenza sensibilmente lontana da altri eventuali segnali.

Infatti è già noto che la selettività ottenibile da un semplice circuito accordato è molto modesta (almeno rispetto alle distanze fra le singole portanti usate nelle radiotrasmissioni, specie se a frequenze elevate); quindi, nel caso fosse presente un secondo segnale a frequenza distante meno della larghezza di banda dello stesso circuito, verrebbero riprodotte contemporaneamente ambedue le modulazioni, con le prevedibili difficoltà di identificazione.

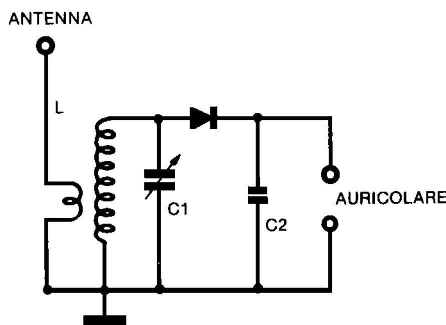
In secondo luogo, poiché questo tipo di rivelatore non offre alcuna amplificazione, potranno essere riprodotti con sufficiente intelligibilità solamente quei segnali che forniscano, ai capi del circuito accordato, tensioni di un certo rilievo (ossia da qualche decina di mV in su).

In ogni caso, qualora i segnali rivelati debbano essere riprodotti da un altoparlante, fra questo ed il rivelatore è necessario interporre un amplificatore di BF; ciò in considerazione del fatto che, per ottenere onde acustiche di livello sufficiente per l'ascolto a distanza, l'altoparlante richiede almeno qualche centinaio di mW, potenza che non è certo disponibile all'uscita di un semplice rivelatore.

In effetti la costituzione di un ricevitore per radiocomunicazioni, siano esse d'amatore o per altri servizi, è ben più complessa che non nella versione elementare qui sopra proposta; e ciò è richiesto dalla necessità di ottenere ben precise caratteristiche e prestazioni.

Esse sono essenzialmente: *sensibilità* (la capacità di captare segnali molto deboli), *selettività* (l'abilità a distinguere fra due segnali estremamente vicini l'un altro in termini di frequenza), *stabilità* (l'attitudine a rimanere sintonizzato su di

Fig. 3-1 - La più elementare forma di ricevitore per AM.



un segnale fisso senza che sia necessario ritoccare periodicamente certi controlli, segnatamente la frequenza degli oscillatori di sintonia).

Sensibilità e rumore

S'intende per *sensibilità* di un ricevitore la tensione di segnale presente al suo ingresso capace di dar luogo ad una tensione d'uscita che sovrasti quella dovuta a segnali spurii, originati nel ricevitore stesso, di un certo rapporto, prefissato di entità tale che sia sufficiente a far discernere il segnale utile da quello perturbatore.

Il problema nasce dalla necessità che ha un ricevitore di sviluppare un'amplificazione complessiva estremamente elevata; esso infatti deve essere in grado di rendere udibile un segnale che sia presente al suo ingresso anche con solo qualche frazione di microvolt: e perché ciò avvenga, l'amplificazione complessiva deve ammontare almeno ad 1 milione di volte, cioè 120 dB in tensione.

Con un sistema che amplifica tanto, assume determinante importanza, agli effetti delle possibilità di rendere percettibili i più deboli segnali, la pur modesta tensione rappresentante il *rumore per agitazione termica* dei primi stadi incontrati dal segnale ancora debole.

Dato il carattere aleatorio (resistenza generica offerta al movimento elettronico) del fenomeno, tale rumore deriva dal contributo di infinite frequenze componenti, aventi valore ed ampiezza continuamente variabili.

Il rumore per agitazione termica è sostanzialmente indipendente dalla frequenza, mentre è proporzionale alla temperatura, alla componente resistiva dell'impedenza su cui l'agitazione termica si produce, ed alla larghezza di banda.

Nei tubi e nei semiconduttori, la tensione di rumore nasce da irregolarità casuali nel flusso di corrente che li attraversa, ed aumenta con l'aumento della frequenza; è comunque l'entità di rumore di gran lunga più importante nel determinare la sensibilità di un radioricevitore.

Ecco quindi che l'obiettivo da raggiungere nel progetto di un ricevitore è quello di realizzare circuiti che amplifichino l'energia posseduta dal segnale in arrivo il più possibile, mentre quella di rumore deve essere amplificata della minima entità.

Un ricevitore ben realizzato (almeno sotto questo aspetto) deve evidentemente presentare un contributo minimo di rumore internamente generato; un ricevitore ideale dovrebbe addirittura non generare alcun rumore da parte dei suoi componenti attivi e passivi.

Allo scopo di avere una grandezza che specifichi quantitativamente quanto un circuito è rumoroso, è stata introdotta la *cifra di rumore* (NF).

Per definizione, NF è il rapporto fra la potenza di rumore in uscita dal circuito sotto prova e la potenza di rumore in uscita che si otterrebbe, a parità di banda, se l'unica sorgente di rumore fosse l'effetto termico della resistenza interna del generatore di segnale.

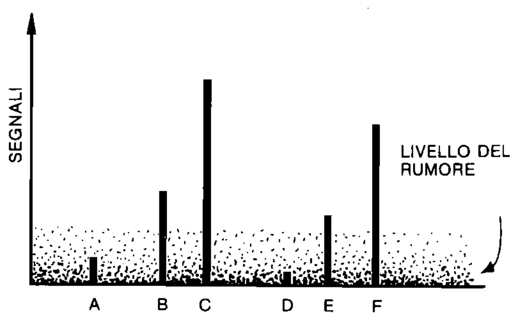
In altre parole, la cifra di rumore è una quantità che consente di confrontare il rumore di un amplificatore reale con quello di un amplificatore ideale (cioè senza rumore!).

Elaborando opportunamente la formula che esprime la definizione ora data, se ne ottiene un'altra espressione di tipo ancora più concreto: la cifra di rumore è il rapporto segnale/rumore d'ingresso (in potenza) diviso per il rapporto segnale/rumore d'uscita (pure in potenza).

Poiché questo parametro consiste in un rapporto, la cifra di rumore viene normalmente espressa in decibel, e si aggira in genere fra i 5 e i 10 dB per ricevitori HF, mentre scende a pochissimi dB (o frazioni) per ricevitori VHF ed UHF, per poi risalire nel campo delle microonde.

In fig. 3-2 è riportata una rappresentazione grafica di quella che può essere la situazione di segnali utili di intensità varia in rapporto al rumore di fondo.

Fig. 3-2 - Rappresentazione del modo in cui il rumore di fondo può limitare l'efficacia di amplificazione. I segnali A e D sono assolutamente impercettibili, in quanto completamente coperti dal rumore; E è sostanzialmente nella stessa situazione, anche se ne emerge appena; C ed F non presentano problemi di comprensibilità, essendo nettamente fuori dal rumore.



In un ricevitore, gli stadi più importanti per la determinazione della cifra di rumore sono i primissimi, cioè quelli d'ingresso, stante il debole livello dei segnali ad essi affidati.

Selettività

La selettività è la capacità di un ricevitore di discriminare, fra segnali di frequenza diverse ma vicine, quella del segnale desiderato; questa caratteristica dipende, nel suo complesso, dalla selettività e dal numero dei singoli circuiti accordati.

Le esigenze di selettività possono anche essere sostanzialmente diverse a seconda della struttura del ricevitore e delle parti di questa struttura cui ci si riferisce.

Ad ogni modo, la "finestra" di captazione di un ricevitore è determinata dalla selettività complessiva; una possibile curva di selettività è riportata in fig. 3-3; ove è rappresentata graficamente la risposta alla risonanza ed immediatamente fuori risonanza di un ricevitore.

La banda passante effettiva, cioè la zona di frequenze ritenuta integralmente utilizzabile, corrisponde al livello di 6 dB (rapporto tensione 1:2).

La possibilità di reiettare i segnali sui canali adiacenti dipende invece dalla selettività sui fianchi, determinata dalla banda passante alle forti attenuazioni.

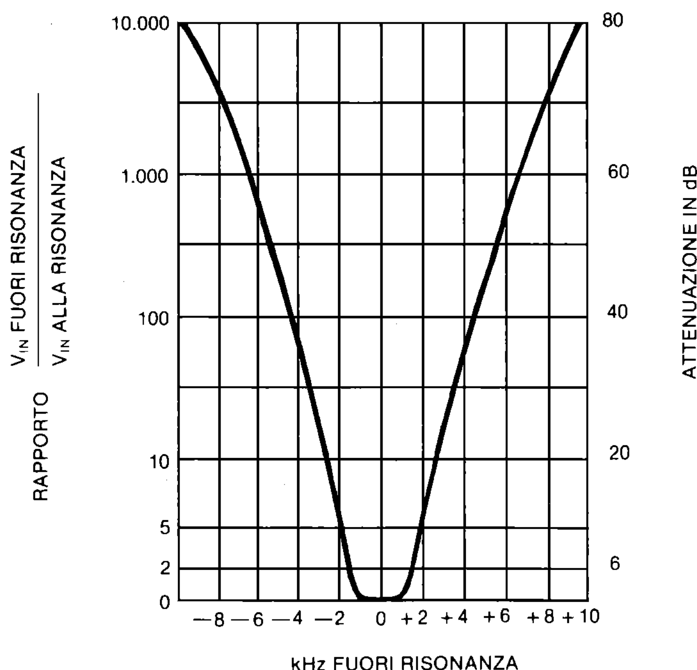
Comunque, per meglio definire questi componenti, ci si riferisce alla *protezione da canale adiacente,* la quale indica la capacità, per un ricevitore, di funzionare regolarmente anche in presenza di uno, o più forti segnali posti su frequenze molto prossime a quella di lavoro.

I valori di larghezza di banda devono essere mediamente fra i 2 e 3 kHz, per la ricezione della SSB, fra i 5 e 6 kHz per l'AM, e alcune centinaia di Hz per il CW.

Ciò vale per la banda passante effettiva; per la selettività sui fianchi, a 60 dB di attenuazione il rapporto di frequenza può essere di 3 - 4 volte al massimo.

Chiaramente, livelli di selettività così spinti si possono ottenere solamente ricorrendo a filtri piuttosto sofisticati, in genere del tipo a cristallo.

Fig. 3-3 - Tipica curva di selettività di un moderno ricevitore.



Stabilità

La stabilità di un ricevitore è la sua capacità di rimanere sintonizzato su un segnale in condizioni variabili di controllo di volume, di variazioni di tensione di alimentazione o di temperatura, di sollecitazioni meccaniche varie.

Questa caratteristica è sostanzialmente funzione della bontà degli oscillatori di conversione o di battimento usati nel ricevitore, cioè della loro stabilità in frequenza nelle condizioni di variabilità di cui sopra.

Il termine però può anche riferirsi alla mancata tendenza, per il ricevitore a passare in condizioni di oscillazioni spurie, o condizioni rigenerative, a seguito di particolari e casuali posizionamenti dei suoi controlli, che ovviamente non siano specificamente previsti per questa anomala condizione operativa; questi inneschi spurii comprometterebbero la regolarità dell'ascolto, ed "inventerebbero" in ogni caso segnali inesistenti.

LE TECNICHE DI RICEZIONE

Le esigenze ora elencate affinché un ricevitore sia in grado di fornire le prestazioni che da esso ci si attendono, oltre a dover essere contemporaneamente soddisfatte, neanche sono le uniche che si presentano nell'uso quotidiano.

É quindi evidente che la versione semplificata portata come esempio all'inizio di questo capitolo è ben lontana dal fornire risultati appena soddisfacenti.

Esistono, a questo scopo, altre soluzioni circuitali, per esempio i rivelatori in reazione (in cui un'opportuna dose di retroazione positiva aumenta notevolmente la sensibilità e in certo grado anche la selettività del singolo circuito) oppure i rivelatori eterodina e ricevitori a conversione diretta (sostanzialmente identici al già studiato rivelatore a prodotto, che opera direttamente alla frequenza da ricevere).

La supereterodina

Con i semplici mezzi di rivelazione sin qui accennati, non è possibile ottenere apparati riceventi capaci di soddisfare alle esigenze di selezionare segnali che possono essere di qualche frazione di μV, e che possono distare fra loro pochi kHz, o anche di meno.

É opportuno ricapitolare e mettere a punto le prestazioni che un ricevitore deve fornire, e che abbiamo visto non essere possedute dalla versioni precedenti.

Innanzitutto è necessario che il ricevitore sia in grado di scegliere i vari segnali, presenti entro una certa banda di frequenza, uno per volta, passando dall'uno all'altro con semplici manovre.

Si tratta in altre parole di *sintonizzare* il ricevitore, di accordare cioè la frequenza di risonanza di uno o più circuiti LC su quella delle portanti che risulta modulata dai segnali che volta a volta si vogliono ricevere.

A questo punto, va ricordato quanto visto trattando della modulazione, e cioè che l'onda modulata occupa una certa banda di frequenze, simmetricamente o non scalate attorno alla portante: tale banda, comunque, a seconda dei tipi di modulazione, ha una sua larghezza abbastanza precisa e non riducibile.

Prima conseguenza di questo è che, se si vogliono evitare interferenze fra i prodotti della modulazione di due portanti adiacenti, occorre che la loro distanza (in frequenza) sia almeno uguale alla somma delle massime frequenze contenute nei segnali modulanti.

Per esempio nel caso delle radiodiffusioni (AM) tale frequenza è limitata a 4500 Hz e le portanti adiacenti di stazioni (relativamente) vicine distano fra loro di circa 9 kHz (minimo).

Supponiamo ora, per fare un esempio numerico, che due portanti adiacenti, di circa 15 MHz, siano modulate con segnali che al massimo raggiungano la frequenza di 3000 Hz.

É necessario innanzitutto che le due portanti distino fra loro non meno di 6 kHz (AM).

Se il ricevitore ha caratteristiche di selettività tali per cui la sua banda passante superi i 6 kHz, esiste ovviamente il pericolo che esso, una volta sintonizzato su una frequenza, risponda anche per le frequenze costituenti le bande di modulazione delle onde adiacenti eventualmente presenti.

Per essere quindi certi che ciò non avvenga è necessario che il Q risultante sia almeno:

$$Q = \frac{15000}{6} = 2500$$

Tale valore (e l'esempio fatto non è certo il caso più drastico: nel caso di SSB il Q dovrebbe essere doppio) è assolutamente al di fuori delle possibilità di un solo circuito accordato a tale frequenza, o comunque di un numero accettabile di

questi circuiti accoppiati in uno qualsiasi dei modi già visti.

Infatti per ottenere tale grado di selettività occorrerebbe un numero di circuiti LC così elevato che i dispositivi necessari per consentire la ricerca rapida della frequenza desiderata, ossia per accordarli, dovrebbero essere così complicati meccanicamente e di così difficoltosa "messa in passo" da sconsigliarne addirittura il tentativo di progettazione.

D'altra parte, anche nel caso che si potesse risolvere il problema qui accennato, ne sorgerebbero almeno altri due altrettanto importanti.

In primo luogo il dover amplificare segnali su una gamma di frequenze magari anche molto diverse fra di loro significa ottenere come risultato finale, differenze di livello molto sensibili fra le varie frequenze e questo in particolare a causa dei fattori di perdita variabili introdotti dai circuiti accordati (si ricordi all'uopo l'importanza del rapporto L/C) specie a frequenze elevate.

In secondo luogo, poiché si devono ottenere forti amplificazioni (per i motivi già spiegati), il farlo concentrando tutto l'amplificazione ad un solo valore (o su una sola gamma) di frequenza, e spesso abbastanza alta, può facilmente portare all'innesco di oscillazioni chiaramente indesiderate, e nocive; infatti l'effetto degli inevitabili accoppiamenti parassiti, anche se modesti, data la forte amplificazione porta al verificarsi delle condizioni per l'innesco.

Questi fondamentali motivi, assieme a diversi altri pure importanti, hanno portato (per gradi successivi) all'adozione pressoché universale del circuito *supereterodina.*

Esso consiste essenzialmente nel convertire tutti i segnali ricevuti, opportunamente sintonizzati ed eventualmente preamplificati (in genere con un solo stadio), ad un valore di frequenza fisso e ben definito, detto *media frequenza* (o frequenza intermedia, abbreviata in IF).

Quasi tutta la necessaria amplificazione può ora venire praticata a questa frequenza.

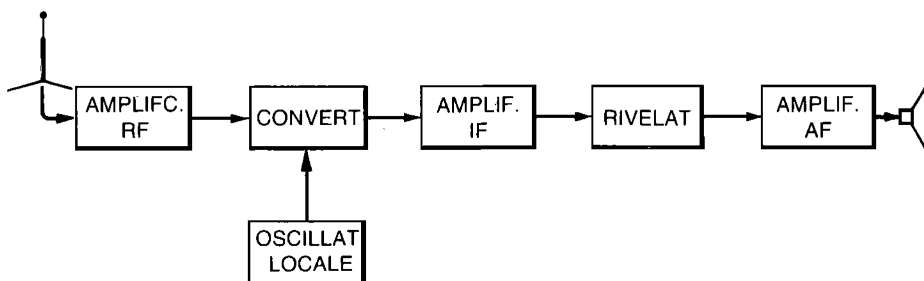
Con ciò si semplificano molti problemi; infatti, essendo la frequenza sufficientemente bassa, gli accoppiamenti parassiti sono meglio dominabili e quindi diminuiscono i problemi di oscillazione; ed inoltre, fatto ancor più determinante, essendo la frequenza fissa, non ha più importanza il grave problema inerente alla variabilità dell'accordo di diversi circuiti contemporaneamente.

Per ottenere questa prestazione si usa un circuito miscelatore, al quale (oltre naturalmente la frequenza del segnale da ricevere) si applica un segnale opportuno, proveniente dall'oscillatore locale, realizzato secondo uno dei circuiti a suo tempo esaminati.

Come si è detto, il valore di IF è fisso, mentre invece le frequenze a cui il ricevitore va sintonizzato sono diverse e variabili entro una certa gamma; quindi questo oscillatore dovrà essere accordabile su una gamma continua di frequenze, di valore tale che la differenza fra la frequenza ricevuta e quella generata localmente sia costantemente uguale al valore di IF.

Per far ciò, l'accordo fra il circuito risonante dello stadio amplificatore all'ingresso del ricevitore e quello dell'oscillatore locale devono avve-

Fig. 3-4 - Schemi a blocchi di un convenzionale ricevitore a supereterodina.



nire di pari passo; esiste cioè un accoppiamento meccanico fra gli elementi variabili dei circuiti risonanti che li mantiene accordati a due frequenze che differiscono fra di loro del valore di IF.

In genere questo elemento sintonizzabile è costituito da un condensatore variabile, a due (o più) sezioni applicate al medesimo albero, o in taluni casi (molto più rari), da induttori la cui induttanza viene variata contemporaneamente introducendo più o meno nel loro interno un nucleo di materiale magnetico opportuno.

Con tali accorgimenti all'uscita del convertitore si potrà collegare un amplificatore a frequenza fissa corrispondente ovviamente al prestabilito valore di IF.

Tale complesso amplificatore è in genere costituito da due o tre stadi, cui fa seguito un adatto rivelatore, le cui prestazioni sono esse pure sensibilmente migliorate dal fatto di lavorare a frequenza fissa e non troppo alta.

Segue infine un opportuno amplificatore di bassa frequenza (o audiofrequenza, da cui AF).

In definitiva lo schema a blocchi di un convenzionale ricevitore a supereterodina sarà come quello di fig. 3-4.

Può comunque verificarsi, in base a particolari necessità di selettività od in conseguenza di frequenze da ricevere particolarmente alte, la necessità di operare più di una conversione di frequenza.

In tal caso, l'operazione di sintonia resta affidata ad un solo oscillatore e quindi l'altro (o gli altri), essendo ad accordo fisso, saranno realizzati a quarzo, onde ottenere più elevate stabilità di frequenza, almeno in quella che è l'impostazione tipo di un classico ricevitore moderno.

PROBLEMI NEI RICEVITORI E CIRCUITI COMPLEMENTARI

Il circuito supereterodina è in pratica l'unica soluzione possibile per la realizzazione di ricevitori a prestazioni sia normali che professionali, a parte le diverse configurazioni circuitali che possano essere messe in atto.

L'adozione di questa configurazione fa nascere (o quanto meno, non risolve integralmente) alcuni problemi accessori, e richiede anche l'adozione di alcuni circuiti particolari, o quantomeno, di particolari realizzazioni degli stessi.

Controllo automatico di guadagno

Si è detto che un ricevitore deve essere in grado di riprodurre (dopo averli selezionati) segnali anche molto deboli (ordine dei μV); è però altrettanto vero che al ricevitore possono giungere pure segnali molto forti (ordine delle decine di mV).

Fra questi due casi estremi esiste quindi una differenza di livello di almeno 10.000 volte e anche oltre.

La prima conseguenza è che, all'uscita del ricevitore, si trovano segnali la cui differenza di intensità, espressa in unità più direttamente legate alle sensazioni sonore, potrebbe essere di 40 $\div$ 50 dB almeno, con enormi sbalzi di livello audio che si verificano passando da un segnale all'altro.

In secondo luogo, dovendo essere l'amplificazione totale del ricevitore tale che si possano riprodurre con sufficiente intensità anche i segnali più deboli, quando all'ingresso si presenta un segnale molto forte l'elevata amplificazione porta tale segnale a livelli eccessivamente alti, o comunque largamente incompatibili con la linearità degli ultimi stadi.

Ciò conduce alla deformazione dei segnali, con la conseguente nascita di armoniche che possono interferire con gli altri segnali più deboli, ed inoltre con conseguente alterazione dell'informazione audio riprodotta.

Tale ultima deformazione provoca un deterioramento, più o meno sensibile, sul segnale modulante restituito dagli amplificatori presenti; si verifica cioè una più o meno forte distorsione.

Per ovviare a questa somma di inconvenienti occorre variare l'amplificazione degli stadi di IF e di RF, in modo che essa sia massima quando si ricevono segnali deboli, e man mano diminuisca con l'aumentare dell'intensità dei segnali stessi.

Si tratta quindi di far sí che il segnale disponibile all'uscita, già di livello sufficientemente elevato per percepire anche i più deboli, rimanga pressoché invariato, o comunque cresca in modo molto ridotto, quando all'ingresso si abbiano segnali molto forti.

Una regolazione di questo genere è ottenibile variando opportunamente la polarizzazione degli stadi amplificatori mediante una tensione tratta da una parte del segnale applicato al rivelatore, o subito dopo.

Tale segnale infatti, raddrizzato e filtrato mediante un gruppo RC ad elevata costante di tem-

po, dà luogo ad una tensione continua di segno opportuno, che diventa sempre più positiva o negativa man mano che l'entità del segnale ricevuto aumenta.

Questa tensione, inviata agli elettrodi di controllo dei dispositivi usati, provoca allora corrispondenti diminuzioni di amplificazione in modo del tutto automatico, portando cioè ad un assestamento proporzionale del livello del segnale in uscita.

Tale meccanismo, nonché il circuito che ne determina l'azione, è chiamato *controllo automatico di sensibilità*, oppure (meno appropriato) *controllo automatico di volume*, da cui l'abbreviazione *CAV* che normalmente lo contraddistingue; la definizione più corretta è comunque quella di controllo automatico di guadagno (da cui l'abbreviazione inglese AGC).

Nel caso di ricevitori a semiconduttori, il funzionamento del circuito di AGC è sostanzialmente analogo, seppure alcune differenze circuitali (e nei risultati) si possano verificare a seconda del tipo di semiconduttore usato.

In ogni caso, un circuito di AGC ben realizzato permette di ricevere allo stesso livello sonoro un segnale di S1 ed uno di S9, salvo naturalmente una percettibile differenza nell'entità del rumore di fondo; in ultima analisi, ciò consente di passare dalla ricezione di deboli segnali a quella di segnali piuttosto forti senza improvvisi e fastidiosi sbalzi di volume sonoro.

É ancora opportuno accennare ad una variante circuitale che migliora il comportamento di questo circuito, e cioè il "ritardo" che risulta utile apportare all'interno dell'azione di controllo di questo circuito.

Infatti, con la normale versione di AGC sin qui descritta, il guadagno a monte della rivelazione viene più o meno abbassato qualunque sia l'ampiezza del segnale in antenna, cosa opportuna, o addirittura necessaria, quando il segnale è forte, ma che risulta negativa quando si tratta di ricevere segnali molto deboli, in corrispondenza dei quali occorre che la sensibilità, e quindi l'amplificazione, sia massima.

Con una leggera elaborazione dei circuiti base si può far sí che l'azione dell'AGC sia ritardata, cioè che la desensibilizzazione si verifichi solo quando l'ampiezza del segnale d'ingresso è superiore ad un certo valore di soglia: per i segnali più deboli di questo livello il ricevitore conserva la massima sensibilità.

Distorsioni da sovraccarico

L'estrema variabilità dei segnali che possono localizzarsi sui vari circuiti costituenti un ricevitore, specie nei primi stadi, pone problemi di dinamica che esulano dalla possibilità di controllo con l'AGC.

Per un ricevitore, *l'elevata dinamica* può essere semplicemente definita come la caratteristica che evita ai circuiti vari di sovraccaricarsi in presenza di forti segnali, siano essi nella finestra sintonizzata dal ricevitore o fuori di essa.

Il problema del sovraccarico è particolarmente sentito nei primi stadi di un ricevitore in quanto essi non operano ancora in condizioni di selettività elevata, e non sono in genere controllati dall'AGC.

Se la dinamica dei circuiti adottati è scarsa, il ricevitore può avere compromesso il suo funzionamento anche in presenza di segnali distanti molti kHz dalla frequenza sintonizzata.

La prima conseguenza è il *bloccaggio* o *silenziamento*, cioè la desensibilizzazione del ricevitore in quanto il forte livello del segnale sposta automaticamente le polarizzazioni degli stadi fino a bloccarli: ciò risulta evidentemente dannoso nel ricevere segnali deboli.

Un altro effetto conseguente dal sovraccarico è la cosiddetta *distorsione da intermodulazione* (IMD); esso consiste nella comparsa del forte segnale, indesiderato e disturbante, in più posizioni della sintonia del ricevitore, ed il fatto è provocato dai prodotti anomali elaborati in particolare dallo stadio convertitore (ma non solo da esso), che passano di conseguenza agli stadi successivi, anche se il segnale disturbante è molto fuori sintonia.

Un ulteriore effetto del sovraccarico risiede nella *modulazione incrociata* (o *transmodulazione*), e si manifesta con la modulazione di un segnale molto forte (anche se su frequenza lontana) che compare sopra il segnale più debole che si sta sintonizzando; in altre parole, il suono appartenente al segnale forte viene superimposto al messaggio debole, col risultato dell'incomprensibilità.

Tutti questi fenomeni derivano dallo spostamento che il punto di lavoro dei vari componenti attivi (specie i transistori a giunzione) subisce ad opera dei forti segnali e comunque a casua della non linearità dei componenti attivi impiegati; gli inconvenienti possono essere limitati migliorando la selettività e diminuendo la preamplificazione dei primi stadi, oltre che con l'oculata scelta

dei dispositivi attivi da adottare (fra i semiconduttori, i più indicati sono i FET).

Frequenza immagine

Già si è visto come la conversione di un segnale da una certa frequenza ad un'altra viene ottenuta mediante opportuni stadi miscelatori, che forniscono il valore di IF del battimento delle due frequenze, quella ricevuta (F_p) e quella generata localmente (F_o).

In pratica è indifferente quale di queste due debba essere la maggiore, ma supponiamo qui, come spesso avviene, che quella dell'oscillatore sia la più alta.

In tal caso, quando l'apparecchio è sintonizzato sulla frequenza F_p, l'oscillatore eroga una frequenza F_o data da:

$$F_o = F_p + F_u$$

dove F_u è il valore stabilito per la IF.

Vediamo cosa accade se, restando inalterato l'accordo del ricevitore su F_p, fosse presente all'ingresso del convertitore anche un segnale di frequenza $F_p + 2F_u$.

Esso, pure se di livello inferiore, battendo con la F_o darebbe luogo ad una frequenza (da notare che ora il nuovo segnale è a frequenza più alta dell'oscillatore) di valore:

$$F = F_p + 2F_u - F_o$$

Sostituendo il valore di Fo sopra dato, sarà:

$$F = F_p + 2F_u - F_p - F_u = F_u$$

Quindi, entro lo stadio di IF, oltre al segnale portato da F_p, si avrà contemporaneamente anche quello portato da $F_p + 2F_u$ (pure se più debole).

Tale circostanza in pratica si verifica se la larghezza di banda della parte di un circuito che precede il convertitore è tale da contenere (o da non attenuare sufficientemente) anche il segnale a frequenza $F_p + 2F_u$, quando sia sintonizzato sulla F_p.

Si dice nel caso che il convertitore restituisce anche la *frequenza immagine* (F_p + 2 IF) di quella di sintonizzazione.

Un analogo ragionamento dimostrerebbe che la stessa cosa avviene quando la frequenza

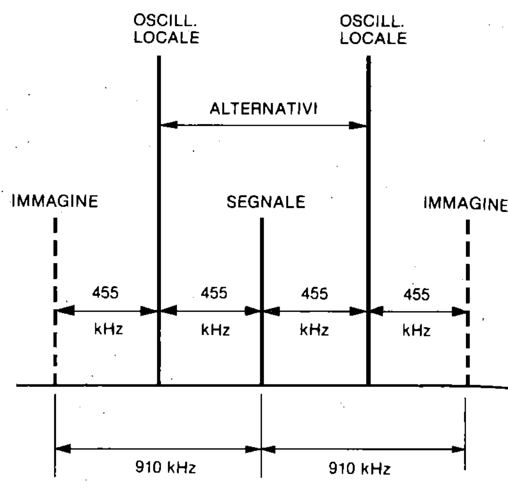


Fig. 3-5 - Rappresentazione grafica della possibile distribuzione di segnali all'atto della conversione di frequenza.

dell'oscillatore locale fosse più bassa di quella ricevuta; in tal caso la frequenza immagine sarebbe F_p – 2 IF.

La situazione è evidenziata in fig. 3-5.

Questo fenomeno suggerisce allora due tipi di provvedimenti; il primo consiste ovviamente nell'accentuare la selettività dei circuiti che precedono il convertitore, selettività che tuttavia non può essere spinta oltre i limiti imposti dal Q dei circuiti stessi; il secondo invece consiste in un'oculata scelta del valore di IF in guisa tale che le frequenze immagine cadano sufficientemente lontane dalla frequenza da ricevere.

In pratica quindi, dovendo anche tener conto delle altre considerazioni fatte sul valore della IF, la sua scelta sarà il risultato di un opportuno compromesso, che dovrà tendere a sfruttare in pieno tutti i notevoli vantaggi del sistema a supereterodina, attenuandone contemporaneamente il più possibile gli inconvenienti ora descritti.

Se le frequenze da ricevere sono piuttosto elevate si ricorre, in considerazione di quanto finora detto, anche alla doppia o tripla conversione, così da abbassare gradualmente la frequenza di lavoro, onde ottenere volta per volta la richiesta attenuazione dei segnali fuori banda.

Qualora queste precauzioni non siano sufficienti, si provvede ad inserire, all'ingresso del ri-

cevitore, un opportuno filtro-trappola, che attenui ulteriormente la frequenza immagine senza agire sul segnale utile.

ALCUNI CIRCUITI COMPLEMENTARI

Controllo automatico di guadagno (o CAV)

I segnali che vengono convogliati dall'antenna all'ingresso di un ricevitore possono essere di ampiezza estremamente variabile, cioè diversi l'uno dall'altro anche per molti ordini di grandezza (dalla frazioni di microvolt a qualche millivolt), talché in uscita (cuffia o altoparlante che sia) avremmo dei livelli audio fortemente diversi da caso a caso, con notevole disagio per l'operatore; inoltre, in corrispondenza di segnali forti, certi stadi del ricevitore si potrebbero sovraccaricare con molta facilità, con pessimi risultati sulle prestazioni del ricevitore.

Questi problemi si evitano, o quanto meno si riducono fortemente, con l'inserzione di un *circuito di controllo automatico del guadagno* (CAV o AGC), il quale svolge appunto la funzione di mantenere più costante possibile il livello del segnale, sia all'interno del ricevitore che alla sua uscita, anche per forti variazioni del segnale RF in ingresso del ricevitore.

S-meter (o misuratore del segnale RF)

Per poter avere una valutazione attendibile dell'ampiezza del segnale RF che arriva all'ingresso del ricevitore si usa un circuito di misura che fa uso di un vero e proprio voltmetro (spesso con circuito a ponte) che appunto fornisce la misura del livello del segnale in ingresso di un ricevitore.

Il misuratore deve essere opportunamente calibrato su dei valori assunti universalmente come standard, che si basano su valore di 50 μV all'ingresso del ricevitore in corrispondenza al segnale S9 della relativa scala, la quale prevede una differenza di 6 dB per ogni punto.

Calibratore di frequenza a quarzo

Per avere (o comunque per tenere sotto controllo) la necessaria precisione nella lettura di frequenza dei segnali entrati in un ricevitore, si adotta un oscillatore di alta stabilità e precisione, quindi controllato a quarzo, che serve per controllare (e confrontare), con il segnale da esso generato, la frequenza dei segnali entranti e quindi per eseguire le necessarie tarature.

SEGNALI SPURII E RUMORE

Capita spesso che, senza alcun segnale applicato dall'esterno all'ingresso di un amplificatore (di qualunque tipo esso sia), all'uscita risulti presente un qualche segnale di entità tutt'altro che trascurabile, anche a prescindere dal contributo di rumore inerentemente prodotto in ogni dispositivo elettrico.

I motivi di ciò sono molteplici: l'amplificatore può essere in regime di oscillazione in quanto una parte del segnale d'uscita viene involontariamente riportato in ingresso; ronzio di alternata può essere captato da punti del circuito collegati alla rete di alimentazione, specie se si tratta di amplificatori a tubi; e così via.

Considerando quale congerie di stadi amplificatori o similari costituisca un apparato ricetrasmittente, è facile intuire come il problema possa rivestire notevole importanza; accenniamo quindi alle più importanti cause di questi segnali indesiderati.

Oscillazioni parassite

Fra ingresso e uscita di un qualunque componente attivo può verificarsi un qualche tasso di retroazione, sia essa attraverso la capacità interelettrodica del dispositivo, tramite le induttanze dei reofori, gli accoppiamenti dei cablaggio, ecc.; spesso, il percorso esatto o la causa precisa sono difficili da individuare.

Si può quindi verificare l'innesco di un'oscillazione, indesiderata in quanto dannosa per le prestazioni del circuito, e definita quindi *parassita*; e ciò può avvenire in qualsiasi tipo di circuito amplificatore, sia esso un oscillatore o un modulatore, e così via.

Queste oscillazioni parassite si verificano prevalentemente in quei circuiti in cui si usano tubi o transistori ad alto guadagno oppure collegati in controfase o parallelo, e in stadi di potenza.

L'oscillazione indesiderata può essere nella gamma audio, ma più spesso è su frequenze molto più alte e magari tanto elevate da essere difficilmente individuabili dai normali strumenti di misura.

Le oscillazioni parassite possono, di norma, essere eliminate da una modifica (a volta anche semplice) dei parametri del circuito: una risistemazione dei fili di cablaggio, qualche schermatura addizionale, qualche condensatore di fuga opportunamente posizionato, l'uso di induttori per radiofrequenza (a mo' di impedenza di blocco) sul circuito di uscita o di alimentazione.

Una piccola resistenza (da poche decine a poche centinaia di ohm a seconda dei casi), posta in serie ad una griglia o ad una base o ad un gate, risulta spesso molto efficace nel ridurre le possibilità di autooscillazione a frequenze molto alte.

Ronzio

Altra fonte di segnale indesiderato disponibile all'uscita di un amplificatore può essere rappresentata dal ronzio, provocato dall'accoppiamento fra cablaggio e componenti di amplificatori ad elevata amplificazione e punti dei circuiti interessati dalla corrente alternata a bassa frequenza proveniente in qualsiasi misura dalla rete di alimentazione, con particolare riferimento al trasformatore.

Normali procedure di schermatura per il trasformatore o componenti similari, e di attorcigliamento dei fili interessati al percorso delle correnti alternate, possono rendere trascurabili gli effetti di questi accoppiamenti.

Gli apparati

RADIOTELEGRAFIA (CW)

Ora che è stata esaminata la composizione generale degli apparati riceventi e trasmittenti generici, si può passare a studiarne la realizzazione, a seconda del sistema di telecomunicazione per il quale l'impianto è previsto, iniziando la trattazione con la radiotelegrafia.

Occorre subito ricordare che il sistema più usato di trasmissione telegrafica consiste nell'inviare la portante solo per quei brevi istanti previsti dal codice Morse, e detti comunemente punti e linee. Si effettua così sulla portante una semplice modulazione per interruzione, e ciò è ottenuto mediante un cosiddetto *tasto telegrafico*.

Esso realizza il tipo più elementare di modulatore, ed è sostanzialmente costituito da due contatti che, tramite una levetta opportunamente comandata, aprono o chiudono il circuito del quale fanno parte, in modo da consentire o meno l'emissione della portante.

Il trasmettitore

Tenendo presenti le precedenti nozioni sui singoli circuiti applicativi, nonché le informazioni generali date sull'argomento, si può ora affrontare lo studio delle possibili impostazioni costitutive di un apparato trasmittente per telegrafia nei suoi vari livelli di complessità, tutte basate su opportune combinazioni di quattro circuiti, o blocchi, modulari che già ben conosciamo: oscillatori, amplificatori, moltiplicatori di frequenza, convertitori di frequenza.

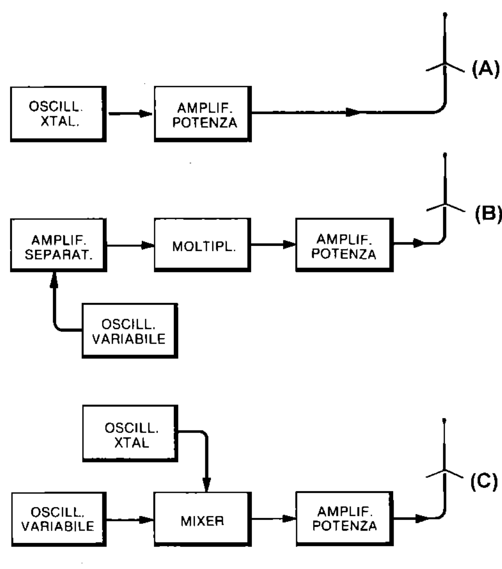
Naturalmente, il più semplice trasmettitore telegrafico è costituito, come già si è accennato, da un oscillatore manipolato da un tasto e direttamente collegato all'antenna.

Tuttavia prestazioni migliori, sia come qualità di emissione che come affidabilità, si ottengono da un'impostazione più elaborata, e che è stata popolare per alcuni decenni: essa comporta l'aggiunta, alla prima versione citata, di uno o più stadi amplificatori-separatori, di uno o più stadi convertitori o moltiplicatori di frequenza e di almeno un amplificatore di potenza.

Gli schemi a blocchi che rappresentano sinteticamente la costituzione dei trasmettitori nelle due versioni ora citate sono riportati in fig. 3-6 A) e B). I particolari circuitali di progetto dipendono dalle bande in cui si deve operare e dalla potenza desiderata in uscita.

Lo schema a blocchi di fig. 3-6 (C) è di tipo ad eterodina, e pur nelle due svariatissime elaborazioni e complicazioni circuitali, è lo schema-base oggi più diffuso, in quanto unisce la buona stabilità ottenibile da un oscillatore variabile operante a frequenza opportunamente bassa alla stabilità pressoché assoluta di un oscillatore a quarzo.

Fig. 3-6 - Rappresentazione schematica ("a blocchi") di alcune tipiche versioni di trasmettitore radiotelegrafico.



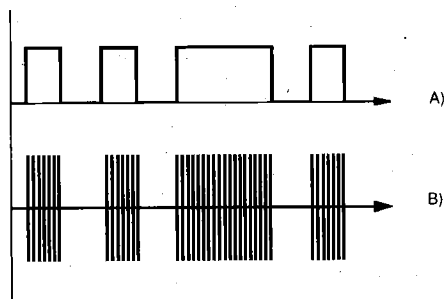


Fig. 3-7 - La modulazione telegrafica: A) modulante in codice Morse; B) portante modulata.

Il ricevitore

Sappiamo che il segnale telegrafico è costituito dalla semplice interruzione od emissione della portante al ritmo del codice Morse.

Esaminando più da vicino tale procedimento risulta subito chiaro che, come mostra la fig. 3-7, la manipolazione Morse in sostanza consiste in una modulazione al 100% di un'onda RF da parte di una modulante a profilo rettangolare.

Se si tien conto del fatto che la frequenza fondamentale del profilo a), cioè del segnale telegrafico modulante, è molto bassa (generalmente pochi Hz) e che le sue armoniche sono rapidamente decrescenti (e che quindi, salvo le più basse, si possono tranquillamente trascurare), se ne deduce che la larghezza di banda risultante da questa modulazione è alquanto ristretta; essa infatti è ampiamente compresa entro 50 Hz sopra e 50 Hz sotto la portante.

In conseguenza di ciò il ricevitore può essere dotato di una selettività oltremodo spinta; in ogni caso non saranno considerazioni sulle deformazioni imposte al segnale a limitarne la selettività.

La conformazione tipica di un ricevitore di segnali telegrafici, in versione semplificata per banda singola, è riportata in fig. 3-8.

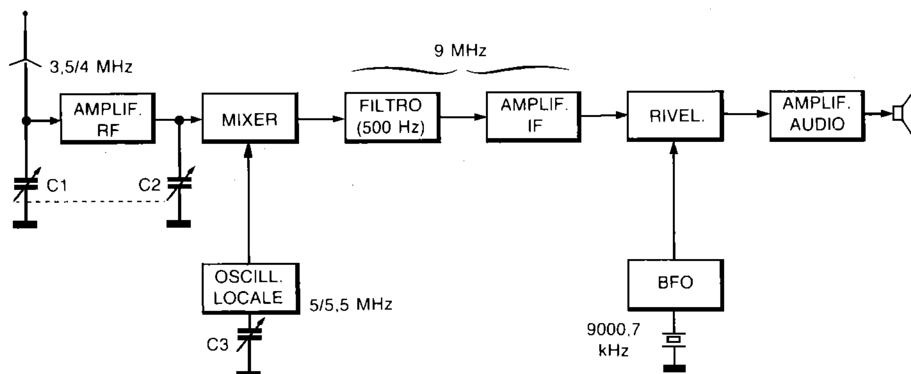
Ci limitiamo qui allo schema a blocchi, in quanto ciò che interessa ben recepire è la sequenza delle singole funzioni: all'interno di ogni singolo blocco si potrà poi inserire uno dei tanti circuiti i cui schemi elettrici più o meno dettagliati sono stati esaminati nei precedenti capitoli.

Quello qui rappresentato è un ricevitore a supereterodina per la banda dei 3,5 ÷ 4 MHz, a singola conversione di frequenza. Il primo stadio è un classico amplificatore a RF con circuiti risonanti in entrata ed in uscita; esso ha il compito di elevare il segnale proveniente dall'antenna così da presentarlo al convertitore ad un livello tale che il rumore generato da quest'ultimo risulti di entità trascurabile. La presenza dei due circuiti accordati alla frequenza da ricevere contribuisce decisamente ad attenuare le conseguenze della frequenza immagine, oltre a migliorare il comportamento dei primi stadi al sovraccarico da segnali forti fuori sintonia.

Gli elementi sintonizzanti previsti, e cioè C1 e C2, sono del tipo a condensatori variabili accoppiati meccanicamente fra di loro e con C3, che è l'elemento variabile dell'oscillatore di conversione; ma potrebbero anche essere realizzati con diodi varicap, o addirittura non essere previsti, se lo stadio d'ingresso è del tipo a larga banda senza accordo esterno.

Il compito di generare in loco la frequenza di iniezione, che serve per ottenere la conversione del segnale RF entrante in segnale a IF, spetta

Fig. 3-8 - Ricevitore tipo per CW.



appunto al relativo oscillatore locale, che potrà essere dotato, o meno, di stadio separatore verso il mixer. A questo punto, un qualunque segnale di frequenza compresa fra 3,5 e 4 MHz, fatto battere con il corrispondente segnale di oscillatore locale fra 5 e 5,5 MHz, viene traslato (per somma) al valore esatto di 9 MHz, il valore scelto per gli stadi di IF. La catena di IF è prevista nella classica costituzione che comprende un filtro dal previsto valore di selettività (circa 500 Hz, nel caso del CW) ed in un certo numero di stadi amplificatori (in genere 2 o 3, risonanti oppure no), opportunamente dotati di AGC. Il valore di IF a 9 MHz è stato scelto in quanto corrisponde ad uno degli standard più diffusi, talché il filtro può essere di facile reperibilità commerciale, e sarà comunque del tipo a cristallo. La demodulazione, dato il tipo particolare di modulazione impressa, va realizzata in modo opportuno.

Infatti il procedimento normale di demodulazione darebbe origine, all'uscita del rivelatore, ad un segnale che, pur conservando le fondamentali caratteristiche di quello di partenza (riprodurrebbe cioè più o meno fedelmente, data la bassissima frequenza, il profilo di fig. 3-7), non sarebbe di alcuna utilità.

Innanzitutto nessuno dei normali trasduttori elettroacustici potrebbe fedelmente riprodurre tale andamento; ma inoltre, se anche la riproduzione fosse possibile, essa non avrebbe alcun significato per l'orecchio del telegrafista, trattandosi di frequenze inferiori al limite dell'udibile.

Quindi, per individuare esattamente la durata degli intervalli significativi della modulazione, che in sostanza sono quelli durante i quali il tasto è abbassato, distinguendoli da quelli di silenzio a loro intercalati, durante i quali il tasto è alzato, è necessario un artificio che ne consenta il rilevamento acustico. Questo si ottiene facendo "battere" la portante in arrivo, ormai convertita a IF, con una frequenza generata localmente da un secondo oscillatore. Il valore di tale frequenza dovrà differire da quello della IF di diverse centinaia di Hz (in genere, 700 ÷ 800), in modo che il prodotto di questo battimento, che in sostanza è una conversione di frequenza, risulti a frequenza chiaramente udibile (appunto diverse centinaia di Hz) in presenza di portante. Tale oscillatore è contraddistinto dalla sigla BFO, abbreviazione di Beat Frequency Oscillator. In tal modo, all'uscita del rivelatore, avremo disponibile un segnale audio; esso potrà allora venir applicato ad un amplificatore di AF, realizzato secondo uno degli schemi a suo tempo studiati.

MODULAZIONE D'AMPIEZZA (AM)

Il sistema di telecomunicazioni in radiotelefonia (più semplicemente, abbreviato in fonia) rende necessario apportare qualche modifica od aggiunta alle soluzioni prospettate nel precedente capitolo, mentre l'impostazione generale delle stesse non muta sostanzialmente.

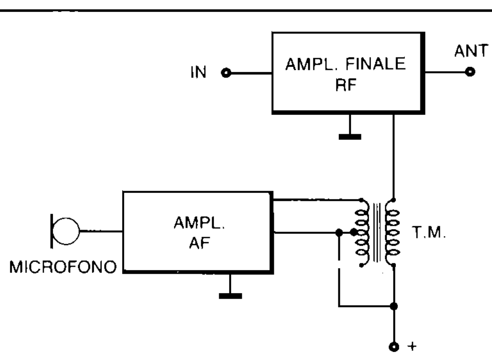
Il trasmettitore

La differenza veramente sostanziale che un complesso trasmittente in fonia (AM classica) presenta, rispetto ad un trasmettitore telegrafico, consiste nella presenza (potremmo dire, al posto del tasto manipolatore) di un amplificatore di modulazione.

La potenza che tale amplificatore "supplementare" (normalmente ed impropriamente chiamato modulatore) deve erogare, onde raggiungere il 100% di modulazione, deve essere pari ad almeno la metà della potenza d'uscita del trasmettitore; quindi le sue caratteristiche costruttive (numero di stadi, classi di lavoro, ecc.) dipendono molto da vicino dalle caratteristiche operative della parte RF del trasmettitore stesso.

Una classica e possibile soluzione di apparecchiatura trasmittente di questo tipo è riprodotta in fig. 3-9, in cui risultano schematizzate la parte trasmittente vera e propria e la parte modulante, facente capo al trasformatore di modulazione (di placca o collettore).

Fig. 3-9 - Rappresentazione schematica di trasmettitore in A.M.



Il ricevitore

Lo schema a blocchi di un ricevitore adatto per le emissioni in fonia di tipo AM convenzionale è riportato in fig. 3-10 (ed è evidentemente molto simile a quello già visto per il CW).

La differenza più cospicua consiste nell'aver eliminato il 2° oscillatore, e cioè il BFO (che permetteva la rivelazione per battimento), in quanto ora il rivelatore di tipo classico (a diodo, per esempio) è perfettamente adatto. Altra considerazione da fare è che gli stadi di IF, o per meglio dire i circuiti accordati ivi presenti, devono possedere buone doti di selettività, intesa però nel senso che la larghezza di banda deve essere tale da permettere il passaggio di tutta quella gamma di frequenze che in particolare sono necessarie per un'ottima intelligibilità della parola, e possibilmente nulla più, con un taglio più netto possibile. Tale larghezza di banda si aggira, come già detto, sui 5000 ÷ 6000 Hz, ed il filtro va quindi previsto con tali caratteristiche.

BANDA LATERALE UNICA (SSB)

Le considerazioni sin qui esposte sull'emissione e ricezione radiotelefonica si riferiscono dichiaratamente alla modulazione d'ampiezza convenzionale, quella cioè i cui meccanismi di funzionamento sono stati a suo tempo ampiamente esaminati.

Però, come è già stato altra volta chiarito, l'AM convenzionale ha perso ormai buona parte della sua diffusione, a favore di un sistema di trasmissione più perfezionato ed efficace che permette, mediante particolari elaborazioni sui segnali in circuito, di utilizzare in modo molto più soddisfacente le prerogative della fonia. Si tratta appunto delle emissioni in SSB, di cui studiamo ora la costituzione degli apparati specifici.

Fig. 3-10 - Ricevitore tipo per AM.

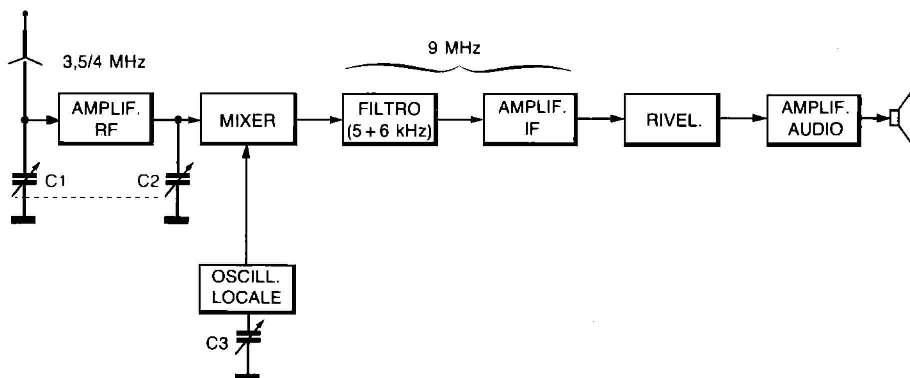
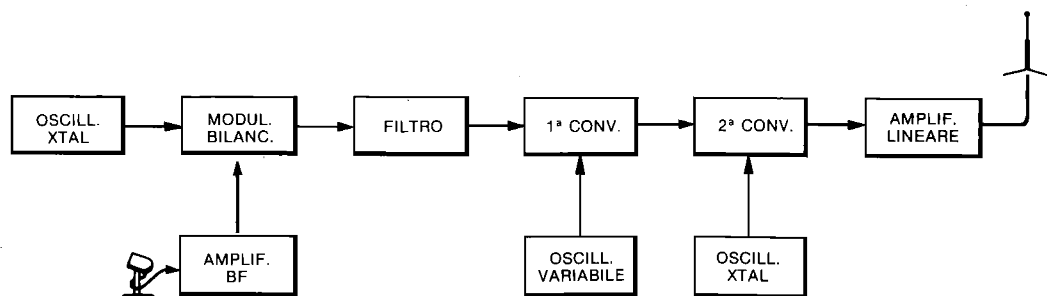


Fig. 3-11 - Schema a blocchi di trasmettitore SSB a filtro.



Il trasmettitore (a filtro)

La struttura di un trasmettitore in AM a banda laterale unica è sensibilmente diversa dagli esempi sin qui visti per gli altri sistemi di emissione, e ne è anche sostanzialmente più complessa; ci riferiamo, per il suo esame, allo schema a blocchi di fig. 3-11. Il segnale di un oscillatore a quarzo, in genere a frequenza di qualche MHz (tipicamente, i 9 MHz standard già visti), viene avviato al modulatore bilanciato, cui è pure collegato l'amplificatore di AF.

Questo, di costituzione piuttosto semplice, è costituito di due o tre stadi amplificatori di tensione in classe A, in quanto è sufficiente un segnale di pochi volt per ottenere un buon funzionamento del modulatore.

Segue il filtro, che come si è visto, ha lo scopo di eliminare una delle due bande laterali presenti all'uscita del modulatore.

Si adotta la soluzione di generare la portante mediante un oscillatore a frequenza fissa (e quindi quarzato per ragioni di stabilità) in quanto, a parte che il modulatore bilanciato assolve meglio il suo compito lavorando sempre su una sola frequenza, principalmente sussiste l'impossibilità di variare la frequenza di accordo del filtro, come invece si dovrebbe fare per coprire la gamma di frequenze di un eventuale oscillatore variabile.

Giunti a tal punto si è in possesso di un segnale in SSB, ma a frequenza fissa: inoltre esso è modulato, e quindi, qualora se ne vogliano ottenere segnali a frequenze diverse, è necessario ricorrere al sistema della conversione, in quanto, se si effettuassero moltiplicazioni di frequenza, queste opererebbero anche sul segnale audio, introducendo distorsioni notevolissime e comunque intollerabili.

Innanzitutto è necessario, dal segnale a frequenza fissa ora disponibile, ottenerne uno la cui frequenza sia variabile entro la necessaria gamma di lavoro. Per questo motivo subito dopo il filtro è inserito un primo convertitore; l'oscillatore locale ad esso applicato è a frequenza variabile entro la gamma prescritta. Mediante la conversione tale variazione viene così trasferita al segnale a SSB. Questo primo convertitore è spesso realizzato in versione bilanciata o con uscita in controfase, onde tenere bassi sia la distorsione che il livello di armoniche.

Infine, per portare il segnale così ottenuto sulle varie bande di lavoro, è necessario effettuare una seconda conversione di frequenza.

A ciò provvede appunto il secondo convertitore, e l'oscillatore locale ad esso collegato dovendo essere a frequenza fissa (e magari commutabile per ognuna delle bande di lavoro) sarà a quarzo, per non compromettere la stabilità totale.

Anziché una doppia conversione di frequenza sul segnale da trasmettere, vi potrà invece essere un oscillatore ad eterodina, che provvede cioè, in un "blocco" a parte, a miscelare un oscillatore variabile ed uno fisso così da ottenere le combinazioni di frequenza necessarie per operare sulle varie bande (ed all'interno di esse) con un solo degli stadi convertitori previsti.

Dopo di ciò il segnale viene avviato ad un amplificatore pilota che lo porta a livello opportuno per pilotare l'amplificatore finale; ambedue gli amplificatori opereranno comunque in classe AB o B, saranno cioè lineari, in quanto, dovendo amplificare segnali già modulati, non devono apportarvi alcuna distorsione sostanziale.

Il ricevitore

Abbiamo esaminato la costituzione, sia a blocchi, sia nei particolari costruttivi, del ricevitore tipo per CW e di quello per AM; vediamo, di ognuno dei due tipi, il funzionamento in presenza di un segnale SSB, cominciando dal ricevitore per AM. Un segnale SSB, applicato ad un ricevitore concepito per rivelare segnali in AM, non risulta affatto decifrabile; rendiamoci ragione del perché di quanto qui affermato con un semplice esempio.

Supponiamo che il segnale SSB disponibile consista in una portante originaria pari a 7050 kHz, modulata (per semplicità) da una sola frequenza (o nota) a 1 kHz. Tale segnale, per quanto a suo tempo spiegato, sarà semplicemente costituito da una sola frequenza, a 7049 o 7051 kHz, a seconda che sia stata eliminata la banda laterale superiore o inferiore.

All'uscita di un rivelatore convenzionale, questo segnale (trattandosi di una frequenza pura e semplice) darà luogo ad una tensione continua (magari all'uscita del circuito di AGC), priva quindi di alcuna informazione.

La stessa vicenda subirà qualsiasi altra frequenza modulante, ciò almeno nel caso (teorico) di eliminazione totale della portante; in pratica, essendo tale portante solo fortemente attenuata, si avrà un certo segnale che risulterà in pratica assolutamente incomprensibile.

Riferiamoci ora al caso che il segnale SSB sia applicato al ricevitore per CW; poniamo altresì il caso che il BFO oscilli ad una frequenza corrispondente a 7050 kHz, in pratica quindi ad un valore corrispondente a quello della portante di partenza.

Premesso che la banda passante del ricevitore deve ora risultare sufficiente per la nuova condizione di lavoro, la frequenza ricevuta, battendo con il giusto valore del segnale generato localmente (e ad un valore corrispondente a quello della portante), darà come risultato, di questa che possiamo benissimo chiamare conversione, un segnale audio pari alla differenza dei due segnali in esame, e cioè esattamente i 1000 Hz di partenza.

Risulta quindi evidente che il primo dispositivo necessario per la rivelazione dei segnali SSB è il BFO; questo cioè conferma la necessità assoluta di ripristinare nel ricevitore un segnale corrispondente alla portante che era stata soppressa all'atto della modulazione (quindi, non spostato di qualche centinaio di Hz, come per il CW).

Ciò significa che un ricevitore per telegrafia è in grado di ricevere, o meglio di rivelare, segnali SSB; non vuol però dire che tutti i circuiti in esso contenuti siano quelli che offrono le migliori prestazioni, cioè il miglior sfruttamento delle doti in possesso di questo sistema di trasmissione.

Ci si riferisce, per l'esattezza, al circuito rivelatore, ed alla larghezza del canale di MF; esaminiamo i particolari riferendoci allo schema a blocchi di fig. 3-12.

La costituzione a blocchi è identica a quella del ricevitore per CW (come già si è accennato), mentre alcune varianti sono proprio all'interno di qualche blocco.

La parte a RF è identica per le varie versioni: una prima differenza risiede nella banda passante del filtro MF che, per il miglior sfruttamento delle doti intrinseche della SSB, dovrà avere una larghezza appropriata: essa si aggira infatti sui 2500 Hz, più che sufficienti per lasciar passare integralmente l'informazione utile contenuta in una sola banda laterale.

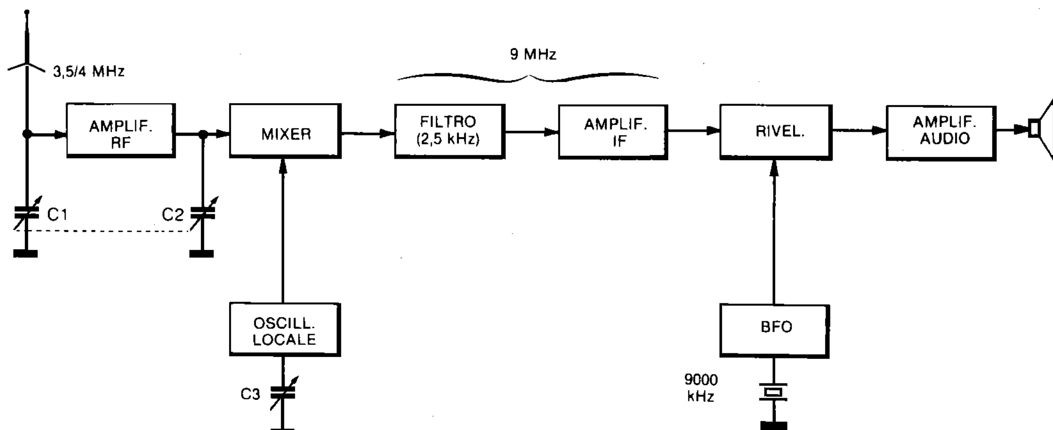
Il secondo blocco che comporta differenze sostanziali sarà appunto il rivelatore, qui del tipo bilanciato o a prodotto.

Un'ulteriore caratteristica del ricevitore per SSB è che, sia l'oscillatore di conversione che quello di portante, devono presentare una stabilità di frequenza maggiore che per i ricevitori in AM convenzionale.

Ciò, da un lato perché la banda passante è ridotta alla metà (e quindi sbandamenti di frequenza si noterebbero più facilmente), sia perché la portante ripristinata in loco deve essere e mantenersi il più esattamente possibile pari alla frequenza corrispondente alla portante soppressa.

Basta infatti una differenza fra di esse superiore a 10 Hz per avvertire variazioni sensibili nella tonalità del segnale audio riprodotto, e superiore a 50 Hz per compromettere la comprensibilità, mentre in AM e CW l'inconveniente si limiterebbe ad una variazione di tonalità.

Fig. 3-12 - Ricevitore tipo per SSB.



MODULAZIONE DI FREQUENZA (FM)

Il trasmettitore

Come conseguenza di quanto già accennato nella parte descrittiva relativa ai circuiti modulatori in frequenza, esistono due generiche categorie in cui possono essere suddivisi i metodi per produrre FM: esse sono quelle della cosiddetta *FM diretta* e della cosiddetta *FM indiretta*.

Lo schema a blocchi di fig. 3-13/A mostra la tipica costituzione di un trasmettitore ad FM diretta.

Il modulatore (nell'esempio, a reattanza) genera un segnale direttamente modulato in frequenza, in quanto la frequenza dell'oscillatore locale viene fatta slittare al ritmo delle alternanze del segnale audio, opportunamente amplificato e limitato in ampiezza.

La generazione del segnale a RF avviene a frequenze piuttosto basse (tipicamente 8 ÷ 12 MHz) per motivi di stabilità; servono allora stadi successivi di moltiplicazione di frequenza che producono un segnale disponibile ai valori di frequenza richiesti, cosicché basta amplificarli con opportuni stadi di potenza.

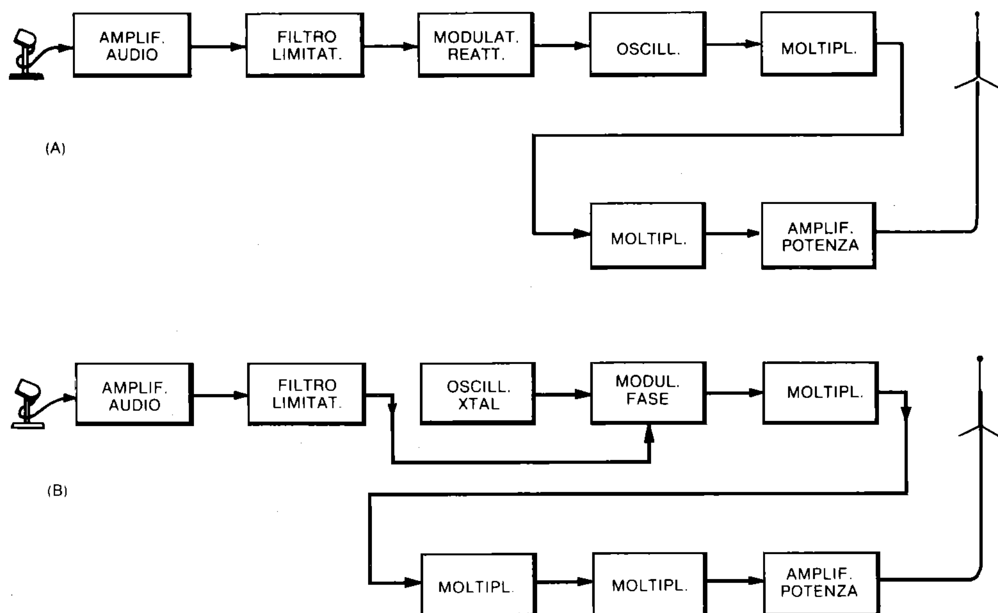
Ricordiamo che gli svantaggi di questo sistema sono i seguenti: se l'oscillatore è di un normale tipo LC, risulta difficile mantenere una stabilità di frequenza sufficiente per l'uso in VHF; se l'oscillatore è stabilizzato a quarzo, la deviazione di frequenza ottenibile con buone caratteristiche di funzionamento resta piuttosto modesta.

La tipica costituzione di un trasmettitore ad FM indiretta (cioè a modulazione di fase) è riportato in fig. 3-13/B.

Il modulatore di fase può essere costituito dallo stesso circuito che nel caso precedente produceva la FM diretta; infatti, ora esso provvede a variare la sintonia del circuito risonante dell'oscillatore a quarzo, dando così luogo ad una variazione nella fase della corrente che attraversa lo stesso.

Anche qui, poiché la deviazione prodotta è molto modesta, è necessario un numero elevato di stadi di moltiplicazione, così da arrivare ai richiesti livelli sulla frequenza di lavoro.

Fig. 3-13 - Le due possibili versioni di trasmettitore FM (A) e PM (B)



Preenfasi e deenfasi

Nello schema a blocchi del trasmettitore FM (fig. 3-13), il primo blocco incontrato, genericamente indicato come amplificatore audio in quanto serve ad elevare il segnale microfonico di quel tanto che basta per un corretto funzionamento del modulatore, in effetti esplica anche qualche funzione aggiuntiva.

Esso per esempio incorpora la cosiddetta rete di preenfasi, in genere costituita da un semplice circuito a RC, che ha il compito di esaltare l'ampiezza delle componenti a frequenza più elevata del segnale modulante, quelle che corrispondono alle zone di deviazione più lontane dalla portante e più modeste come ampiezza.

Con tale soluzione si riesce a migliorare nettamente il rapporto segnale/rumore all'uscita del discriminatore, naturalmente a condizione che anche nella parte audio del ricevitore sia prevista la corrispondente rete di deenfasi, che riequilibra l'ampiezza delle frequenze più alte, attenuando opportunamente il soffio.

Alta prestazione necessaria in fase di trasmissione è la limitazione di deviazione, cioè la compressione automatica del segnale microfonico a livelli tali da non provocare un indice di modulazione, e quindi una larghezza di banda, eccessivamente ampie; anche questa funzione è in genere realizzata nel blocco AMPL. AUDIO, con circuiti tipo controllo automatico sulla tensione di segnale.

Il ricevitore

Poiché ci riferiamo, per miglior comprensibilità, alla struttura a blocchi delle apparecchiature in esame, resta valido nella sua costituzione generale lo schema già studiato a proposito degli altri ricevitori.

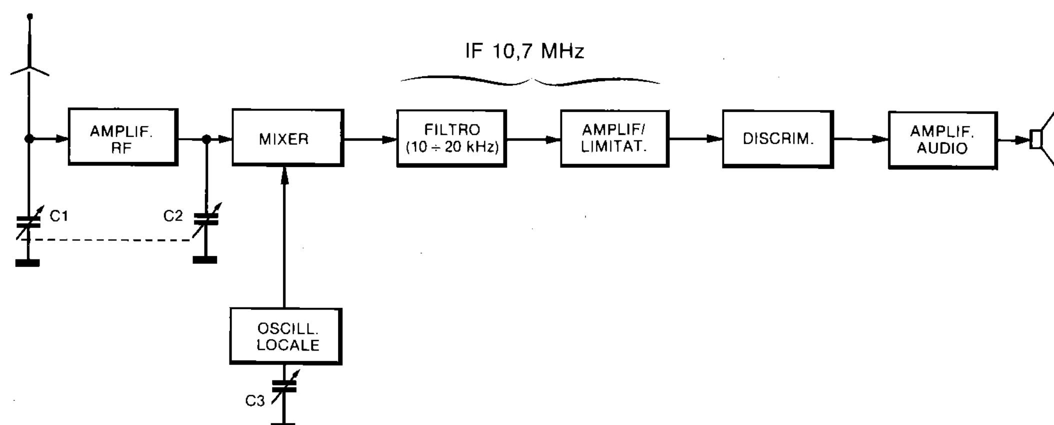
La versione di ricevitore per FM è comunque riportata in fig. 3-14; all'interno dei singoli blocchi, tre sono le differenze sostanziali rispetto alle precedenti versioni: il tipo di rivelatore, la banda passante del filtro e la funzione limitatrice aggiuntiva degli stadi amplificatori di IF.

Il recupero dell'informazione audio sappiamo infatti che viene effettuato da un rivelatore di tipo diverso da quelli sin qui visti per gli altri modi di emissione, e cioè un discriminatore di frequenza.

La banda passante del canale di IF è superiore (di poco o di molto a seconda che si tratti di NBFM o di FM tipo radiodiffusione) a quella necessaria per tutti gli altri tipi di modulazione, talché il filtro sarà opportunamente più largo; inoltre, uno dei valori più normalizzati per il canale di IF è pari a 10,7 MHz.

Infine, allo scopo di eliminare completamente gli effetti disturbanti della modulazione d'ampiezza eventualmente sovrapposta al segnale FM (disturbi o altro), gli stadi amplificatori di IF sono dimensionati in modo da eseguire una netta limitazione d'ampiezza, così che i disturbi sovrapposti vengano già in questi stadi decisamente tosati.

Fig. 3-14 - Ricevitore tipo per FM.



Poiché le emissioni in FM sono consentite, sulle bande radiantistiche, solo a frequenze piuttosto alte, e vengono quindi adottate dalle VHF in su, l'elevato valore di frequenza di lavoro dei primi stadi rende spesso necessario (o almeno consigliabile) il ricorso alla doppia conversione di frequenza.

Squelch (o circuito silenziatore)

La costruzione dei ricevitori FM (in pratica, il guadagno di media frequenza) è tale che il rumore (o soffio) prodotto dai relativi circuiti è molto intenso; è quindi opportuno che, in assenza di segnale utile, l'uscita audio venga inibita con qualche tipo di controllo automatico.

Il circuiti universalmente adottato per tale scopo è appunto chiamato *squelch*, e funziona silenziando automaticamente la parte audio (o comunque riducendone drasticamente il guadagno) finché non sia presente una portante.

CONSIDERAZIONI CONCLUSIVE

Tutti i diversi circuiti e le varie prestazioni sin qui elencate a proposito degli apparati che servono nei diversi sistemi di telecomunicazione posson essere rese disponibili contemporaneamente su uno stesso apparato mediante opportune commutazioni.

Esistono infatti sia ricevitori che trasmettitori i quali possono indifferentemente operare in almeno tre dei sistemi esaminati, cioè CW, AM ed SSB, con semplice commutazione, inserendo cioè volta a volta i relativi circuiti; in alcuni casi è selezionabile anche la FM.

Le considerazioni che si possono fare a proposito delle prerogative dei vari tipi di emissioni sono le seguenti.

1) La trasmissione telegrafica, oltre a presentare una notevole semplicità circuitale (almeno in trasmissione) permette, consistendo nell'identificazione di una portante presente a intervalli, una superiore facilità ad effettuare collegamenti a lunga distanza, a parità di potenza; naturalmente la controparte consiste nell'impossibilità di comunicare a viva voce.
2) La AM convenzionale offre invece quest'ultima possibilità, presentando nel contempo problemi tecnici di soluzione non troppo complessa; a suo svantaggio gioca il ridotto sfruttamento delle potenze e frequenze in gioco, talché è caduta sostanzialmente in disuso.
3) La trasmissione a SSB presenta il più elevato sfruttamento delle caratteristiche di potenza in gioco in circuito (e quindi maggiori distanze raggiungibili), assieme alla minima occupazione possibile delle frequenze a disposizione; contro tali vantaggi stanno la maggior complessità e criticità dei circuiti (e le relative considerazioni economiche).
4) La FM risulta particolarmente conveniente per operare con mezzi mobili, in quanto presenta contemporaneamente un'ottima insensibilità ai disturbi connessi con questo tipo di attività ed una complessità circuitale meno rilevante (e quindi costosa) della SSB; come controparte, c'è la sua notevole larghezza di banda, talché risulta usabile dalle VHF in su.

CIRCUITI E SISTEMI DIGITALI

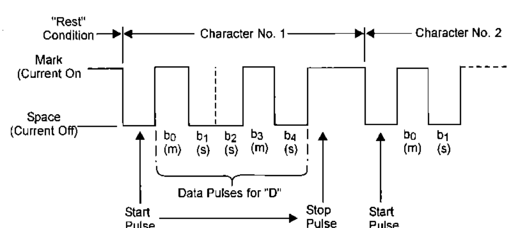
Dopo circa cento anni di sistemi analogici la tecnica digitale è entrata di forza nelle radiocomunicazioni. Sistemi digitali fanno parte integrante quando non totale delle radiocomunicazioni sia nei modi che nelle apparecchiature.

Modi digitali sono svariati iniziando dal più antico che è la RTTY.

La **RTTY** si può definire una sorella maggiore del CW, una sua evoluzione. Originariamente il sistema era TTY per uso tramite fili telefonici o telegrafici. Dalla diffusione del TTY è stato sviluppato un sistema in grado di trasmettere i segnali via radio frequenza, la RTTY appunto.

Ogni lettera è composta da cinque caratteri (fig. 3-15). Per la trasmissione occorre un codificatore; i segnali trasmessi appaiono allo spettro simili ai segnali CW; la ricezione dei segnali

Fig. 3-15 - Codice base dei segnali RTTY



RTTY si avvale di ricevitori simili a quelli utilizzati per il modo SSB salvo disporre al seguito dei segnali rivelati di un decodificatore.

Il metodo più usato per le comunicazioni RTTY è lo AFSK Audio Frequency Shift Keying dove la portante rimane costante mentre un segnale modulante audio viene spostato di frequenza a formare i segnali di Mark e di Space

Le frequenze audio che vanno a formare Mark e Space sono codificati e vi sono alcuni modi di codifica; le frequenze audio normalmente utilizzate sono 1275 Hz Mark e 1445 Hz Space. Questa codifica viene definita codice BAUDOT; Il modo RTTY è un codice scritto per cui il messaggio viene sia scritto che letto su macchine scriventi, attualmente la scrivente è generalizzata da un PC con relativa tastiera; anticamente venivano usate macchine meccaniche telescriventi.

AMTOR è un sistema originato per rimediare ai diversi problemi che sono apparsi via via nel sistema RTTY. La presenza di disturbi di varia natura e l'effetto di affievolimento, il Fading, non consente una trasmissione regolare specie a lunghe distanze.

È nato così il sistema AMTOR che si avvale di tecniche simili ma con introduzione spinta dei metodi tipicamente digitali; le codifiche AMTOR infatti si servono di codici di controllo inseriti durante la trasmissione che di base rimarrebbe simile al codice usato in RTTY.

L'AMTOR utilizza una elevata velocità di trasmissione il che permette l'inserimento di codici di controllo che consentono in pratica una notevole riduzione degli eventuali errori; la velocità di trasmissione essendo elevata permette la correzione sia degli errori e/o momentanee interruzioni dei segnali dovuti a fading.

L'AMTOR deriva dal sistema SITOR originato per uso della Marina e che presenta elevati criteri per la sicurezza delle comunicazioni.

PACKET Radio. Siamo arrivati alla stagione del computer; due computer se interconnessi possono dialogare tra loro, scambiare messaggi, anche disegni. Abbiamo scritto delle ovvietà ma all'inizio i messaggi vengono scambiati attraverso un rete "filare"; passa poco tempo e per mezzo di adatti congegni i messaggi possono essere codificati, il codice è l'AX25, una specie di algoritmo che utilizza un dispositivo detto TNC, terminale di controllo, che converte i segnali prodotti dal computer in segnali a audio frequenza, dal TNC esce la "voce" del computer ; questi segnali ad audio frequenza vengono portati all'ingresso micro di un trasmettitore e quindi irradiati, trasmessi. Il processo è reversibile quindi i segnali ricevuti, incomprensibili dopo la rivelazione, vengono introdotti al TNC, detto anche modem, e il messaggio appare ora chiaro.

I segnali del sistema PACKET "viaggiano" a 1200 Bit/sec lo stesso vale per la ricezione; nella evoluzione del PACKET ci sono stati TNC funzionanti a 9600 Bit/sec utilizzanti una banda audio canalizzabile a 12,5 kHz. Il maggior utilizzo del PACKET è nel settore VHF e UHF.

PACTOR è un sistema che usufruisce in larga parte del sistema Packet ovvero della trasmissione a pacchetti sviluppato per la trasmissione di segnali tra due utenti utilizzatori di PC connessi tramite modem. Il Pactor utilizza il sistema Packet in unione al sistema Amtor ed è quindi una ulteriore evoluzione di questi sistemi digitali. La velocità di trasmissione è migliore che non nel Packet e la capacità di correzione degli errori è migliorata rispetto al sistema Amtor.

Nonostante queste migliorie il sistema soffre nei casi in cui il livello dei segnali sia debole o disturbato da situazioni di fading; del Pactor esiste anche una versione Pactor 2

PSK 31 è un sistema sviluppato da G3PLX; deriva in parte dal RTTY ma vi sono introdotte molte evoluzioni tra le quali la correzione degli errori, la modulazione QPSK e la decodifica tramite il decoder Viterbi. Allo stato attuale è forse il miglior sistema per la radio comunicazione digitale tra due utenti che utilizzano postazioni comunicanti via radio frequenza (fig. 3-16).

Come per i segnali RTTY occorre lasciare uno spazio tra due caratteri; nel PSK31 viene introdotto al posto degli spazi la cifra '00' a questo metodo viene dato il nome Varicode. Nella struttura del Varicode due zeri, '00' non appaiono mai assieme in ogni combinazione numerica tra 1 e 0. È inoltre introdotta una correzione egli errori tramite la modulazione QPSK che contiene quattro posizioni di fase; alla ricezione il codice Viterbi permette una ricezione al 100% libera da errori. Il prezzo da pagare per ottenere queste prestazioni è una estrema precisione nella sintonizzazione.

Il DSP e suoi impieghi

DSP ovvero *Digital Signals Procesing*, appartiene totalmente al mondo digitale. Si tratta infatti della trasformazione dei segnali analogici direttamente in segnali numerici ovvero digitali.

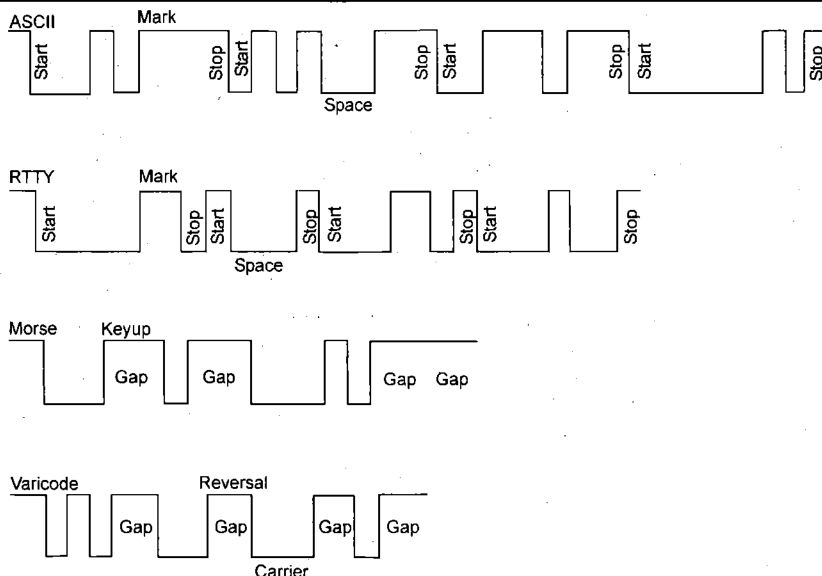


Fig. 3-16 - Codifica per la parola "ten" (10) in modo ASCII, Baudot, Morse e Varicode

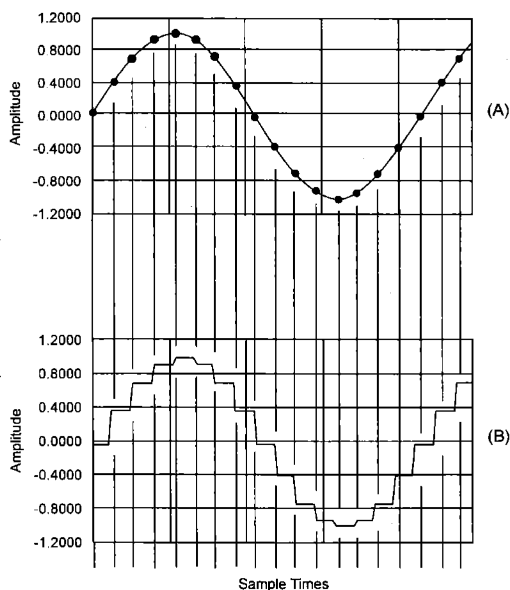
La trasformazione di segnali analogici in segnali numerici viene detta campionamento; Ogni numero della sequenza è una singola misura dell'ampiezza istantanea del segnale analogico alla frequenza di campionamento; quando viene effettuata una misura continua a spazi regolari il risultato è una sequenza di numeri agli stessi spazi regolari (fig. 3-17).

Il segnale digitale, che potremmo chiamare sequenza di numeri, appare somigliante alla forma d'onda analogica da cui deriva ma contiene, o può contenere, anche segnali notevolmente diversi e questo potrebbe portare ad errori nella ricostruzione del segnale analogico. Ad evitare che questo accada occorre che la frequenza di campionamento segua la legge di Nyquist ovvero che sia almeno doppia della frequenza analogica da campionare in modo di evitare la formazione di segnali di aliasing.

Esistono anche altre metodiche di aiuto e supporto alla trasformazione da analogico a digitale che in questa breve discussione non affrontiamo. Ma posto queste note dobbiamo invece chiederci il perché sia stata introdotta la tecnica DSP e infine dove essa è utile. La trattazione ed elaborazione di segnali analogici è possibile ma non sempre permette di raggiungere grossi risultati e soprattutto con costi contenuti.

È invece possibile e relativamente facile trattare dei segnali numerici per esempio nella formazione di filtri dove, utilizzando adatti processi si possono ottenere larghezze di banda e ripidità

Fig. 3-17 - Segnale analogico (A) e segnale campionato (B).



dei fianchi molto prestanti e a costi minimi, dovuti nei fatti solo a opportuni programmi software.

Disponendo degli opportuni circuiti digitali si possono ottener risultati di ogni genere nel campo dei segnali; inizialmente i circuiti DSP sono stati limitati al campo delle audio frequenze mentre alla data presente ottime e notevoli prestazioni sono ottenibili a frequenze attorno a 25-35 kHz per cui la conversione dei radio segnali utilizza DSP dedicati già alla seconda media frequenza evitando quindi le preziose ma molto costose serie di filtri a quarzo; ne derivano apparati con filtri dalle molteplici larghezze di banda ampiamente regolabili e adattabili ad ogni modo operativo.

Dalla diffusione dei circuiti integrati DSP i progetti si sono ampliati con introduzioni operative che comprendono molte funzioni che in passato erano regno delle elaborazioni analogiche, tipico il circuito di controllo della sensibilità, l'AGC.

Al momento in cui scriviamo queste note informative non esiste sul mercato nessun apparato amatoriale ma anche professionale dove la presenza operative del DSP sia minore di almeno due terzi dell'apparato stesso.

Il DDS

Vogliamo accennare ad un circuito molto interessante, il DDS ovvero generatore a sintesi digitale diretta. Abbiamo visto che con adatto ADC, adeguato software e relativo hardware dedicato, si ottenga la conversione dei segnali analogici in una replica numerica. Lo stesso procedimento può essere fatto all'inverso cioè da una sequenza di numeri si ottiene un segnale analogico che lo rispecchia.

Disponendo quindi della adatta procedura si genera un segnale analogico adatto a sostituire un dispositivo che se eseguito in modo analogico richiede molta cura sia nel disegno che nell'esecuzione sono tutt'altro che semplici e comunque, nel migliore dei casi, non privi di difetti.

Come genericamente nel DSP la frequenza di lavoro si è via via elevata anche per i dispositivi DDS; si può ottenere una frequenza di lavoro abbastanza elevata tale che possa sostituire il "vecchio" VFO in modo che facendo seguire il DDS da un adatto circuito PLL, un vecchio ma sempre vitale componente, si ottiene il segnale di prima conversione nei ricevitori.

Si ottengono così dei vantaggi tra i quali la stabilità e infine un segnale con noise di fase molto ridotto il che consente di ottenere dal ricevitore nel quale e implementato un miglioramento del livello dinamico di alcuni dB.

Le applicazioni del DDS sono ormai generalizzate ma non mancano notevoli esempi di autocostruzioni più o meno complesse.

Ricevitori SDR

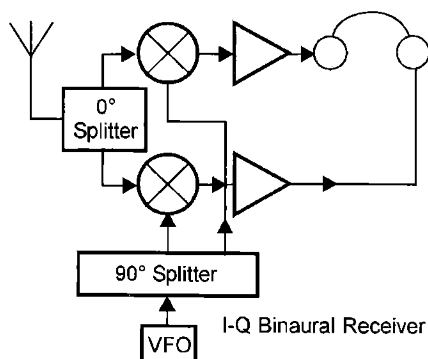
I ricevitori in modo SDR sono originari fin dai primordi delle radio comunicazioni o almeno dall'apparire delle applicazione dei tubi elettronici detti allora valvole.

In un ricevitore i segnali provenienti dall'antenna giungono ad uno stadio mixer dove incontrano un segnale generato localmente che ha frequenza di un kHz superiore (o inferiore) alla frequenza del segnale da ricevere; all'uscita del mixer si troverà una frequenza audio di un kHz esempio segnale 14,100, segnale oscillatore locale 14,101, segnale audio rivelato = 1 kHz; ecco quindi che l'uscita è un segnale audio di un kHz; si è quindi prodotta la rivelazione diretta.

Semplice ma, c'e un ma: di segnali audio ce ne sono due, eguali uno sopra e uno sotto e sono la somma e la differenza tra il segnale da ricevere e quello dell'oscillatore interno.

Separare i due segnali audio è possibile ma per farlo in modo analogico occorre una complessità di filtraggio non certo indifferente, inoltre la separazione ottenuta in modo analogico ha un limite di selettività molto limitato. Inutile dire che ricerche e prove sono durate per molti decenni, i circuiti peraltro molto interessanti sono stati patrimonio solo degli sperimentatori auto costruttori in genere radio amatori (fig. 3-18).

Fig. 3-18 - Ricevitore SDR senza DSP con ricezione binaurale



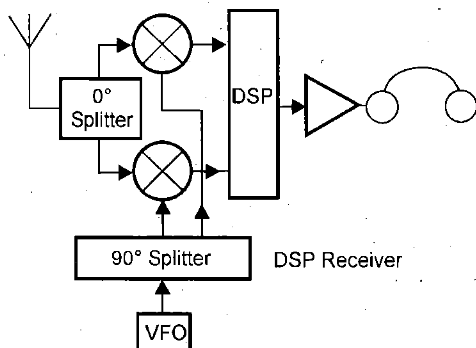


Fig. 3-19 - Ricevitore SDR con decodifica DSP.

Fino a quando è arrivato il DSP; il DSP trasformando i segnali da analogici a numeri ha fornito i necessari filtri numerici che hanno permesso di selettivare i segnali audio e consentito di aprire le possibilità del ricevitore a conversione diretta.

Un ricevitore a conversione diretta, ora denominato SDR, Software Defined Radio, ha una architettura relativamente semplice, uno stadio a radio frequenza fornito di filtri analogici di banda, talvolta uno stadio amplificatore a radio frequenza, e lo stadio mixer di solito doppio con segnali di OL uno in fase e uno in quadratura.

L'uscita dai mixer è già un segnale audio, quindi non ci sono stadi intermedi ne stadi IF. Di analogico resta lo stadio oscillatore locale che fornisce un segnale in fase e uno in quadratura (fig. 3-19).

Quel che resta è la parte molto importante che filtra, separa e fornisce i "servizi" necessari alla ricezione. Questa parte è eseguita da DSP.

Nell'architettura SDR occorre separare il segnale audio voluto dal suo omonimo indesiderato che ne è l'immagine; solo con elevata selettività fornita dai fianchi ripidi del filtro DSP è possibile il corretto funzionamento del ricevitore SDR.

Al fine di ottenere un funzionamento di livello elevato si richiede al DSP tutta una serie di prestazioni che solo con un ottimo DSP fornito di un adeguato software sono possibili.

Apparati con architettura SDR sono sul mercato e forniscono ottime prestazioni. Molto è stato fatto dai radioamatori e infatti sono presenti sia apparati completi che numerosi software di origine amatoriale.

Ricevitore a campionamento diretto

Ultimo, per ora, architettura per un ricevitore è il sistema a campionamento diretto.

Occorre partire da DSP o comunque alle tecniche digitali dove per il primo passo ci si avvale dell'ADC ovvero la trasformazione dei segnali analogici in numeri, il campionamento appunto.

La tecnica del campionamento è stata applicata inizialmente della formazione della musica in numeri e ha fatto nascere il disco digitale, il CD. Alla fine è solo una questione di velocità, se i Bit/sec possono essere velocizzati si può trasformare qualunque segnale analogico in numeri.

Un ricevitore o campionamento diretto che copre le frequenze fino a 40 MHz è basato su un convertitore ADC da 14 bit con una frequenza di campionamento di 80 MS/sec. Occorre anche un convertitore programmabile (FPGA) alcuni dispositivi di contorno e una interfaccia USB.

Il ricevitore è completato con una serie di filtri di banda all'ingresso e uno stadio amplificatore ad elevata dinamica.

Salvo il prestadio tutto è una funzione numerica. I segnali a radio frequenza vengono immediatamente tradotti in numeri ed elaborati fino alla eventuale uscita audio. Se il criterio di progetto è di buona classe se ne possono ottenere prestazioni di primo livello; al proposito si vedano le prestazioni del ricevitore made in Itay Perseus che qui volutamente non citiamo.

Così come per il ricevitore SDR anche per il ricevitore a campionamento diretto non ci sono... manovre né comandi manuali; tutto appare sullo schermo del computer con indicazioni e comandi da tastiera; questa applicazione peraltro è ormai comune anche in apparati analogici dove sia implementato un DSP.

Le antenne

GENERALITÀ

Abbiamo esaminato la costituzione degli apparati adatti a realizzare una radiocomunicazione: da una parte un trasmettitore, che affidi un segnale riconoscibile ad una frequenza portante e che amplifichi il tutto al livello richiesto di potenza; dall'altra un ricevitore, che amplifichi il debole segnale in arrivo e ne ricostruisca l'informazione di partenza.

Il segnale generato ed elaborato da un trasmettitore passa al ricevitore più o meno distante sotto forma di onda che si propaga nell'atmosfera; ma, per ottenere questo, serve, dalla parte del trasmettitore, qualcosa che ne prenda la potenza e la lanci, sotto forma di onda, nello spazio; dalla parte del ricevitore, qualcosa che estragga energia da quest'onda e ne alimenti il ricevitore sotto forma di tensione e corrente.

Questi due "qualcosa", identici o diversi che siano come forma realizzativa, costituiscono la cosiddetta *antenna*, o *aereo*; in pratica quindi l'antenna può essere vista come il trasduttore che accoppia fra di loro i circuiti radioelettronici e lo spazio che li separa.

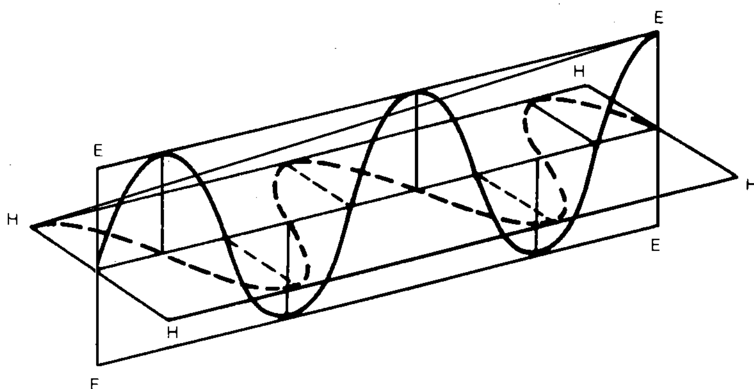
Onde elettromagnetiche

I circuiti RLC a costanti concentrate fin qui a più riprese esaminati presentano il comportamento e le prestazioni ormai ben note, in quanto le loro dimensioni sono trascurabili rispetto alla lunghezza d'onda delle correnti alternate che vi circolano; in questo caso praticamente tutta l'energia elettromagnetica che caratterizza il circuito è localizzata nell'ambito dei suoi componenti.

Se invece le dimensioni degli elementi circuitali, o più esattamente delle parti conduttrici presenti, sono paragonabili alla lunghezza d'onda, una parte anche notevole dell'energia in gioco viene ceduta allo spazio circostante a formarvi un campo elettromagnetico.

Tale fenomeno, detto *irradiazione*, si manifesta mediante le *onde elettromagnetiche*, che co-

Fig. 3-20 - Rappresentazione schematica di un'onda nelle sue componenti elettrica e magnetica.



stituiscono il veicolo attraverso il quale l'energia viene ceduta allo spazio, e che comunque dello spazio costituiscono lo "stimolo" elettrico.

La fig. 3-20 mostra una versione molto semplificata di come può essere immaginata e raffigurata un'onda.

La curva intera, consistente in un'onda sinusoidale nel piano verticale, corrisponde all'intensità ed alla direzione del campo elettrico; la curva tratteggiata, consistente in un'onda sinusoidale nel piano orizzontale, corrisponde all'intensità e direzione del campo magnetico (naturalmente l'intensità di un campo può variare con una legge qualsiasi, ma noi riferiamo il nostro studio alla forma sinusoidale, unico modo per cercare di capirci).

Due fatti importanti (e interdipendenti) possono essere rilevati da questa figura: il campo elettrico, e cioè la curva che lo rappresenta, sta in un certo piano; il campo magnetico, e cioè la curva che lo rappresenta, sta in altro piano, che risulta ad angolo retto col primo.

Ciò non significa che i campi si comportino esattamente come in questa semplificazione grafica, bensì solo che le modalità di funzionamento qui abbozzate risultano utili nel prevedere come un campo andrà ad influire su qualsiasi cosa gli capiti di incontrare quando si propaga.

Un'altra cosa c'è da far rilevare di molto importante: quando l'intensità del campo magnetico elettrico è zero, il campo magnetico è al suo massimo e viceversa.

Questa situazione può essere altrimenti espressa dicendo che il campo magnetico e quello elettrico sono sfasati di 90° uno rispetto all'altro: questa è la caratteristica di ogni onda in movimento; e nell'esempio di figura, l'onda si sta muovendo da sinistra in basso verso destra in alto, praticamente cioè si sta allontanando da chi guarda.

Si potrebbe riepilogare il tutto dicendo che un'onda elettromagnetica è un fenomeno ondulatorio di propagazione di energia, costituito da due campi, uno elettrico ed uno magnetico, ruotati e sfasati di 90° l'uno rispetto all'altro ed inscindibilmente legati.

Risonanza di un filo

L'antenna è quindi un dispositivo che trasforma l'energia elettrica fornita da un trasmettitore (sotto forma di corrente che l'attraversa) in energia elettromagnetica, che così può essere irradiata attraverso lo spazio (sotto forma di onde).

Analogamente, l'antenna si può definire come un dispositivo che cattura l'energia elettromagnetica dallo spazio circostante e la converte in energia elettrica, atta ad essere opportunamente manipolata e sfruttata da un ricevitore sotto forma di segnale reso disponibile ai suoi capi.

Un'antenna è sostanzialmente costituita da uno o più conduttori di fogge e dimensioni diverse a seconda delle frequenze e prestazioni.

In ogni caso si tratta sempre di un circuito elettrico caratterizzato da capacità, induttanza e resistenza (naturalmente, distribuite); i primi due parametri definiscono quindi una frequenza di risonanza, alla quale il loro effetto si annulla.

In tale circostanza è noto che il solo parametro che resta a determinare la corrente circolante è la resistenza, che (essendo quella di perdita) ha in genere un valore piuttosto modesto.

Questa corrente raggiungerà allora il suo valore massimo, al quale in definitiva corrisponderà un massimo dell'energia irradiata, in quanto il conduttore d'antenna equivale ad un circuito risonante in serie.

A conferma di quanto ora detto si supponga di applicare, ad un generatore di RF (che in pratica equivale ad un trasmettitore), un conduttore di lunghezza opportuna; la posizione la consideriamo, per ora, opportunamente scelta, ma irrilevante.

In un punto qualsiasi intermedio del conduttore sia inserito un amperometro; il generatore sia tale da poterne variare con continuità la frequenza entro una gamma sufficientemente ampia.

Effettuando allora una certa variazione di frequenza e seguendo l'andamento della corrente indicato dallo strumento, ci si accorge che essa raggiunge un valore massimo (più o meno pronunciato) solo per un determinato valore di frequenza.

Scostandosi in più o meno da tale valore la corrente prende a diminuire, fino a raggiungere valori trascurabili.

Si ottiene cioè un andamento perfettamente paragonabile a quello visto per le curve di risonanza dei circuiti LC in serie.

In pratica, tutta la situazione è riassunta in fig. 3-21.

La frequenza alla quale si ha il massimo di corrente, cioè la **frequenza di risonanza**, è legata alla lunghezza del conduttore della seguen-

te relazione:

$$\ell = \frac{\lambda}{2} = \frac{300.000.000}{2f_r}$$

dove:

ℓ = lunghezza del conduttore in m
f_r = frequenza di risonanza in Hz
300.000.000 = velocità della luce in m/sec.

Più semplicemente si può dire che la frequenza di risonanza di un conduttore è quella cui compete una lunghezza d'onda doppia della lunghezza del conduttore stesso.

La formula ora data può anche scriversi in forma semplificata:

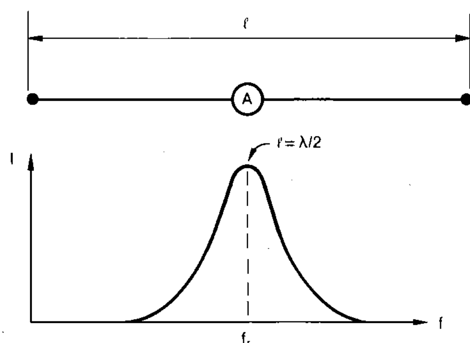
$$f_r = \frac{150}{\ell}$$

dove:
ℓ = lunghezza in m
f_r = frequenza in MHz

Se, per esempio, il conduttore (in genere filiforme) è lungo 10 m, esso risuonerà alla frequenza di 15 MHz; a tale frequenza cioè si avrà il massimo di corrente nel conduttore.

Si continui ora l'esperimento in corso spostando l'amperometro in un punto diverso da quello in cui era precedentemente inserito; il valore di corrente indicato (e ciò supponendo di effettuare le varie misure nello stesso istante) sarà diverso, anche se l'andamento, al variare della frequenza, denuncerà sempre un massimo in corrispondenza di f_r.

Fig. 3-21 - Andamento della corrente entro un filo al variare della frequenza.



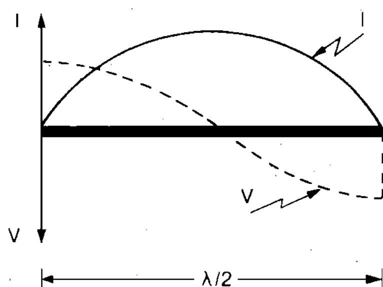


Fig. 3-22 - Andamento tensione-corrente in un'antenna a mezz'onda.

In particolare, facendo percorrere all'amperometro tutto il conduttore che costituisce l'antenna, in corrispondenza di f_r si potrà rilevare una distribuzione di corrente come indicato (a tratto continuo) in fig. 3-22.

Se si perfeziona l'indagine misurando anche l'ammontare della tensione lungo il conduttore, si troverà che anche essa varia da punto a punto con un andamento contrapposto a quello della corrente, nel senso che ai massimi di questa corrispondono i minimi di quella e viceversa, come pure mostra (linea a tratteggio) la precedente figura.

Occorre subito precisare che in pratica l'andamento delle tensioni e delle correnti lungo l'antenna si scosta leggermente da quello di figura, poiché in effetti né la corrente né la tensione sono nulle nei punti rispettivamente estremi e mediano del conduttore in esame, in quanto la resistenza in gioco non può mai essere perfettamente nulla o infinita.

Dell'energia fornita dal generatore all'antenna, una parte (piuttosto piccola) viene perduta in calore negli elementi dissipativi di essa, ma la parte maggiore viene dall'antenna ceduta allo spazio, ossia irradiata.

La somministrazione di tale energia può essere effettuata, come già accennato, in un punto qualunque dell'antenna; ciò che varia caso per caso, non è già la potenza fornita dal generatore, che resta sempre quella prefissata e disponibile, bensì i parametri che la costituiscono.

Infatti ciascun punto dell'antenna è caratterizzato da un ben determinato, nonché diverso,

rapporto fra tensione e corrente, data la variabilità di questi elementi da punto a punto secondo l'andamento di fig. 3-22.

Occorre quindi che il generatore fornisca la potenza voluta sotto una tensione e con una corrente tali che il loro rapporto coincida con quello proprio dell'antenna nel punto di inserimento del generatore stesso.

Parlare di rapporto fra tensione e corrente equivale ovviamente a parlare di impedenza, e di conseguenza si può concludere dicendo che il "rifornimento" di energia all'antenna può essere fatto di un qualsiasi punto di essa, purché venga rispettato il principio dell'*adattamento di impedenza*, del resto valido per qualsiasi circuito elettrico.

Il punto di "alimentazione" dell'antenna deve cioè essere caratterizzato da una coppia di valori di tensione e corrente tali che il loro rapporto coincida con l'impedenza interna del generatore; in questo caso esso cede all'antenna, e questa allo spazio, tutta l'energia disponibile.

É quindi necessario conoscere come varia l'impedenza lungo l'antenna.

Comunque ciò che generalmente più interessa è che al centro del conduttore lungo mezz'onda si ha un minimo di impedenza (massima corrente, minima tensione), mentre si ha un massimo agli estremi.

Dipoli e antenne in armonica

Il caso più tipico e rappresentativo di antenna è proprio quello del conduttore alimentato al centro: questa soluzione realizzativa viene chiamata *dipolo*.

Stante quanto fin qui detto il *dipolo a mezza onda* costituisce l'esempio più classico (ed anche di più largo uso) di antenna.

Esso è schematizzato nella fig. 3-23.

I massimi rappresentati in fig. 3-22 e comunque legati alla distribuzione delle onde elettromagnetiche su un conduttore (siano esse di tensione o di corrente) vengono chiamati *ventri*; per contro i minimi vengono chiamati *nodi*.

Occorre ancora ricordare quanto segue: se il generatore inizialmente supposto collegato all'antenna copre una gamma di frequenze pari a diversi multipli di f_r, si può notare che l'amperometro collegato in serie all'antenna stessa denuncia dei massimi (meno pronunciati, ma pur sempre molto netti) anche alle frequenze pari a $2f_r$, $3f_r$, e così via.

Ciò pone in evidenza che l'antenna risuona (pur se in modo pronunciato) anche sulle armoniche.

Tale fenomeno dipende dal ripetersi, su ogni tratta di conduttore pari a $\lambda/2$, della distribuzione di tensioni e correnti vista in fig. 3-22.

Come è evidente dalla fig. 3-24, quella che varia, in questi modi di funzionamento, è l'ampiezza dei due parametri tensione e corrente, e quindi il loro rapporto cioè l'impedenza nei vari punti di possibile alimentazione.

Antenne verticali (su piano di terra)

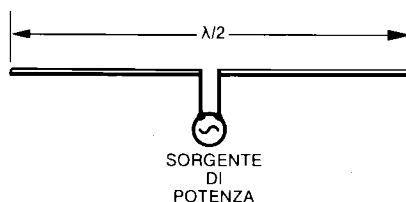
Nel precedente paragrafo abbiamo visto che una mezza onda è la minima lunghezza di filo che risulta risonante su una certa frequenza; ciò è verissimo a patto che il filo di cui sopra sia semplicemente considerato a sé stante, non si tenga cioè alcun conto dei possibili effetti derivanti da corpi o materiali circostanti.

In altre parole, sia le estremità sia lo sviluppo completo del filo devono potersi considerare liberi da qualsivoglia azione esterna, abbia essa conseguenze resistive, induttive o capacitive sull'antenna.

Esaminiamo invece ora un caso particolare, quello in cui una delle due estremità dell'antenna è collegata alla terra (con l'antenna stessa posta in verticale): non possiamo più dire che la suddetta estremità è "libera".

Il potenziale del punto collegato a terra diventa quello della terra stessa, e quindi zero: questo perché la terra può considerarsi un sistema a resistenza nulla, e tale deve quindi esser considerato anche il punto di collegamento.

Fig. 3-23 - Antenna a dipolo a mezz'onda.



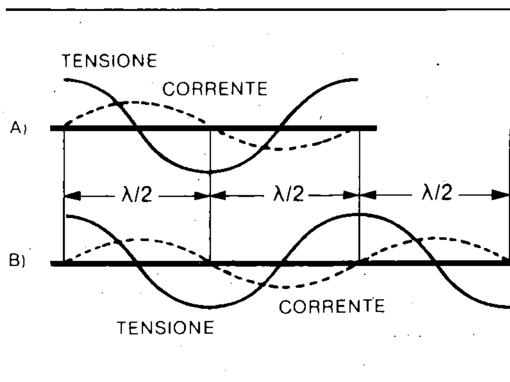


Fig. 3-24 - Risonanza armonica: in A sono indicate le onde stazionarie su un filo lungo un'onda intera; in B il filo è lungo un'onda e mezzo.

Allora, così stando le cose, nel circuito antenna-terra si può far passare corrente elettrica, cioè usare la terra sottostante l'antenna come una parte di conduttore elettrico: in particolare quindi, si ottiene che la terra si comporti come sostituto pressoché perfetto di metà dell'antenna a mezz'onda, cioè di uno dei bracci del dipolo.

L'andamento di tensione e corrente, cioè la loro distribuzione sulla restante parte del conduttore d'antenna, è riportato in fig. 3-20; la tensione è ovviamente zero in fondo (cioè al punto di terra) per arrivare al suo valore massimo in punta; la corrente si comporta, altrettanto ovviamente, in modo opposto, assumendo il suo valore massimo alla base e decrescendo a zero verso la punta.

Il fatto nuovo ora è che la lunghezza del tratto conduttore irradiante è solo un *quarto* d'onda (alla risonanza); l'altro quarto, quello che costituirebbe la classica struttura a dipolo a mezz'onda, è simulato dal terreno, che si comporta quindi come uno specchio per la metà mancante.

Poiché al punto di collegamento a terra (opportunamente "sollevato" per potervi introdurre un generatore) c'è un minimo di tensione ed un massimo di corrente, esso equivale al punto centrale di alimentazione di un dipolo: quindi il tratto conduttore fuori terra sarà un braccio del dipolo ($\lambda/4$), mentre il terreno sostituisce quella parte d'antenna cui competerebbe la distribuzione tensione/corrente del dipolo completo (e cioè l'altro braccio), potendosi considerare una massa conduttrice.

PARAMETRI DI FUNZIONAMENTO

Resistenza d'irradiazione

Sappiamo dunque che, applicando un generatore ad un punto qualsiasi dell'antenna e misurandone la corrente erogata, il massimo di essa si ottiene alla frequenza di risonanza, quando cioè i parametri reattivi si elidono e resta solo la resistenza.

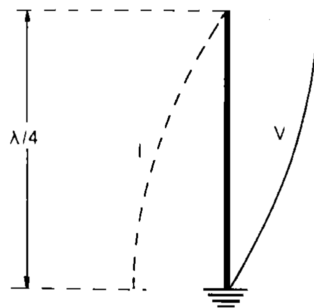
A questo punto, trattandosi di un sistema che irradia energia elettromagnetica, occorre intendere bene il significato che si deve dare a tale resistenza, trattandosi dell'elemento il cui valore determina la corrente assorbita dall'antenna.

Della potenza fornita dal generatore all'antenna, sappiamo che una parte, sia pur piccola, viene dissipata in calore nel conduttore, mentre la rimanente parte viene irradiata nello spazio sotto forma di energia elettromagnetica associata alle onde emesse.

Si può allora affermare che la potenza irradiata P_i equivale a quella dissipata su una fittizia resistenza r_i, percorsa dalla corrente d'antenna Ia.

In altre parole, sostituendo l'antenna con una opportuna resistenza, il generatore o trasmettitore che alimentava l'antenna si troverà ad erogare la stessa corrente e la stessa potenza su un ben preciso valore di questa resistenza, indicato con R_i, la cosiddetta *resistenza d'irradiazione*, il parametro più importante per l'interconnessione di un'antenna con il resto dell'apparato ricetrasmittente.

Fig. 3-25 - Distribuzione tensione-corrente su un'antenna verticale e quarto d'onda su terreno.



In termini più concreti, si può anche dire che si tratta di quel valore di resistenza che assorbe dal trasmettitore, per trasformarla in calore, la stessa energia che l'antenna vera e propria assorbe per trasformarla in onde elettromagnetiche.

Poiché, come abbiamo visto dai diagrammi precedenti, I_a varia da punto a punto dell'antenna, se ne deduce che ogni punti di essa è caratterizzato da un particolare valore di R_i.

Le posizioni in cui interessa principalmente conoscere il valore di tale resistenza sono il centro e le estremità.

In particolare per un dipolo a mezz'onda il valore di R_i è di circa 73 ohm (teorico).

Se allora si applica un trasmettitore, di potenza P_i, e operante alla frequenza di f_o, al centro di un conduttore lungo quanto la metà della lunghezza d'onda che compete ad f_o, tale conduttore (antenna) viene percorso, nel suo punto di alimentazione, da una corrente di valore uguale a quella che passerebbe attraverso una resistenza di 73 Ω.

Un'analoga misura fatta agli estremi della antenna porta a riscontrare valori di resistenza dell'ordine di molte centinaia ed anche migliaia di ohm.

Osserviamo infine che il caso del dipolo a mezz'onda alimentato al centro costituisce in pratica il miglior compromesso nei confronti del rendimento, in quanto la sua resistenza totale, alla risonanza, si avvicina molto alla effettiva resistenza d'irradiazione, così da identificarsi praticamente con essa; la potenza irradiata è quindi massima e minime sono le perdite.

É importante ricordare che, non appena ci si sposta dalla risonanza, diventano ovviamente sensibili le reattanze non compensate e quindi l'antenna non si comporta più come una resistenza pura, con conseguenti problemi nel trasferimento della potenza, e quindi nella sua irradiazione.

Polarizzazione

Ora che è stato inquadrato il comportamento delle grandezze elettriche lungo un'antenna, passiamo ad analizzare quanto avviene all'esterno della stessa.

É già noto che un qualunque conduttore, percorso da corrente, dà luogo alla formazione di un campo magnetico nello spazio circostante; e ciò avviene regolarmente anche per un'antenna.

Inoltre, ai capi del conduttore, per effetto della stessa corrente, si ha una caduta di potenziale, la quale fa nascere un campo elettrostatico.

Se il conduttore in esame è di dimensioni ridotte, l'entità di tali campi è molto modesta.

Se invece la sua lunghezza è in determinate relazioni con la lunghezza d'onda propria della corrente che lo attraversa (in particolare se ne è uguale alla metà), il circuito RLC cui l'antenna equivale, essendo in risonanza, presenta ai suoi capi il ben noto fenomeno della sovratensione (secondo quanto visto per i circuiti LC risonanti).

In tal caso la tensione fra gli estremi dell'antenna diventa di entità veramente notevole, e tale quindi diviene anche il campo elettrico circostante, la cui azione non è più allora limitata alle immediate vicinanze dell'antenna, ma è invece sensibile anche a distanze molto grandi; lo stesso dicasi per il campo magnetico.

L'andamento è quello rappresentato nella fig. 3-26 nella quale sono riportate le linee di forza di ambedue i campi, quello elettrico e quello magnetico, così presenti.

Un qualsiasi punto dello spazio circostante l'antenna è quindi caratterizzato (come il punto generico indicato con A in figura) dal sovrapporsi dei due campi, la direzione di uno dei quali è sempre perpendicolare a quella dell'altro.

Si dice allora che il punto A (come ogni altro punto dello spazio) è sede di un campo elettromagnetico, espressione dell'energia derivante dall'insieme dei due.

Naturalmente, al variare della posizione del filo che costituisce l'antenna, cioè della sua inclinazione, varia la direzione delle linee rappresentative dei due campi.

Poiché è quasi sempre importantissimo fissare la direzione di questi campi, essa viene individuata assumendo come riferimento il piano secondo cui si propaga l'onda elettrica, che è sempre parallelo al conduttore.

Esso è detto *piano di polarizzazione*; si dice allora che un'antenna è a *polarizzazione orizzontale* se il conduttore che la costituisce è teso orizzontalmente; è invece a *polarizzazione verticale* se esso è montato verticalmente.

Direzionalità

Spiegata l'esistenza, nello spazio circostante un'antenna, di un campo elettromagnetico, è opportuno ora valutarne l'intensità nei vari punti, cioè il modo con cui esso si distribuisce e si pro-

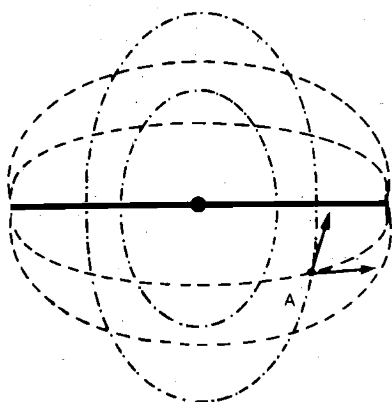


Fig. 3-26 - Campo elettrico e magnetico attorno al conduttore di un'antenna.

paga nelle varie direzioni; facciamo riferimento (almeno per ora) al classico dipolo a mezz'onda.

Per far ciò si supporrà di misurare, con adeguato strumento, la d.d.p. esistente fra due punti distanti, per esempio, 1 cm, e situati lungo una linea di forza del campo stesso.

Il rilievo di tale grandezza, come del resto sarebbe stato quello, però meno agevole, dell'intensità del campo magnetico, ci dà una nozione precisa del valore del campo elettromagnetico, poiché queste due grandezze sono fra loro strettamente legate.

Ciò premesso, si passi ad eseguire il rilevamento di cui sopra per tutti i punti di un cerchio qualsiasi, che abbia il centro coincidente con la mezzeria dell'antenna (ci possiamo sempre riferire al dipolo) e che inoltre giaccia sullo stesso piano di questa (che supponiamo orizzontale).

Per ciascun punto di questo cerchio si troveranno valori gradualmente diversi, distribuiti con una certa regolarità.

Se rappresentiamo le letture fatte con tanti segmenti, di lunghezza proporzionale alla lettura stessa, disposti lungo i raggi di questo cerchio, e ne uniamo fra loro le estremità, otteniamo un diagramma come quello di fig. 3-27.

Il profilo che ne deriva, dalla classica forma ad otto (un po' panciuto), e che si riferisce ad un'antenna a mezz'onda, costituisce il cosiddetto *diagramma d'irradiazione*, esso dà cioè la misura del segnale irradiato nelle varie direzioni, in pratica quindi il valore del campo elettromagnetico che si genera nei vari punti dello spazio circostante l'antenna.

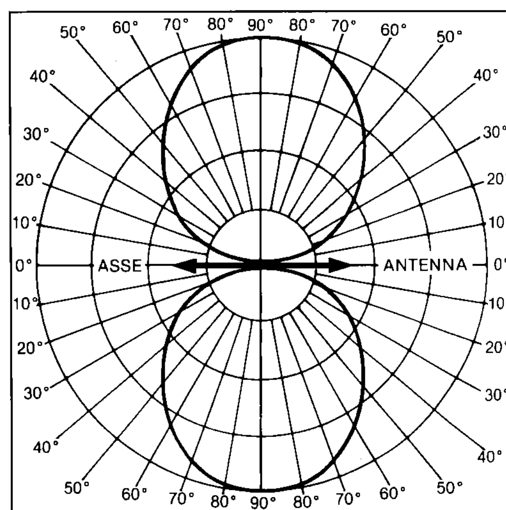
La prima constatazione è dunque quella che l'antenna non irradia uniformemente in tutte le direzioni.

La ragione di tale difformità va ricercata nel fatto che in ogni punto dello spazio il valore del campo elettromagnetico è la risultante delle azioni di tutti i trattini elementari di conduttore di cui una qualsiasi antenna può ritenersi composta: in essi i valori e la fase della corrente e della tensione variano da punto a punto e quindi risultano diversi e diversamente combinati i loro contributi nei vari punti dello spazio.

Se l'antenna funziona su frequenze diverse da quella corrispondente a mezza onda, il diagramma d'irradiazione varia caso per caso, e se ne ha uno diverso per ogni "modo" di funzionamento; abbiamo infatti visto come varia la distribuzione di corrente e tensione a seconda del numero (o delle frazioni) di lunghezza d'onda che il segnale a RF deve percorrere lungo il filo d'antenna.

In ogni caso esistono direzioni privilegiate attorno alle quali, per angoli più o meno ampi, viene irradiata una notevole percentuale della potenza disponibile; sono i cosiddetti *lobi di irradia-*

Fig. 3-27 - Diagramma d'irradiazione di un dipolo a mezz'onda.



zione, che variano in intensità e direzione a seconda del tipo di antenna o delle frequenze a cui la stessa funziona.

L'antenna quindi manifesta una più o meno spiccata *direttività*, una tendenza cioè a concentrare una buona parte della sua potenza entro angoli ben definiti che, nel caso del dipolo a mezz'onda, hanno il loro asse perpendicolare allo stesso; ciò si manifesta col caratteristico diagramma ad "otto", la cui forma può essere più o meno panciuta o snella, liscia o frastagliata, simmetrica o asimmetrica, a seconda delle modalità ed evoluzioni costruttive dell'antenna stessa.

Angolo verticale d'irradiazione

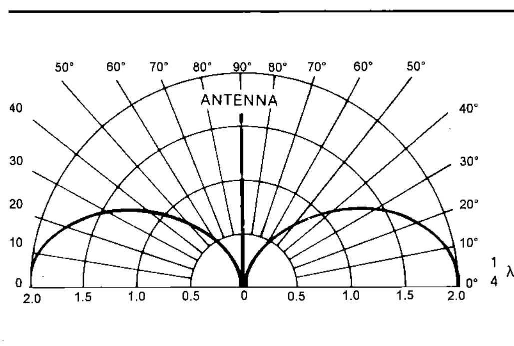
Le considerazioni svolte nel paragrafo precedente (e non solo quelle) valgono per un'antenna libera nello spazio, che disti cioè dal terreno o da altri ostacoli un numero di lunghezze d'onda sufficiente a non farne risentire gli effetti modificatori.

Questo va precisato perché, in realtà, la presenza del suolo, a distanza più o meno ravvicinata dall'antenna, ne modifica anche sostanzialmente le caratteristiche.

Riferiamoci, come esempio più significativo, a quanto visto a proposito dell'antenna verticale a $\lambda/4$ su piano di terra, ed eseguiamo per essa le misure atte a tracciare il suo specifico diagramma d'irradiazione, stavolta però su un piano verticale; il risultato sarà quello riportato in fig. 3-28.

Esso vale per tutte le direzioni attorno all'antenna, cioè per tutto il piano orizzontale; quindi in tal senso l'antenna è onnidirezionale, il suo diagramma è un cerchio.

Fig. 3-28 - Diagramma d'irradiazione di antenna a quarto d'onda verticale.



Diversamente vanno le cose nel senso dell'elevazione, cioè nei piani verticali.

Su questi infatti il massimo del campo elettromagnetico si ha solo attorno ad una certa elevazione, secondo un angolo cioè entro cui è contenuta gran parte dell'energia irradiata.

Tale direzione privilegiata, che si aggira sui 30° circa (rispetto al piano di terra), definisce appunto l'*angolo di irradiazione*.

Il fatto però che l'energia irradiata da un'antenna abbandoni la stessa solo entro un certo angolo non è unicamente caratteristico dei sistemi irradianti verticali, ma anche, appunto per la vicinanza dal suolo, di quelli orizzontali.

Si verifica infatti che un'antenna, posta orizzontalmente, presenti non solo la direttività nel piano orizzontale passante per l'antenna, ma anche nei piani verticali passanti per il suo centro.

I relativi diagrammi assumono forme diverse in quanto l'irradiazione, a seconda della frequenza, viene diversamente influenzata dalla distanza dal suolo.

In effetti, se noi consideriamo un'antenna tipo il classico dipolo a mezz'onda, lungo l'asse del filo conduttore essa (in spazio libero) irradia uniformemente in tutte le direzioni (cioè per 360°) attorno al filo stesso; ciò significa che una parte tutt'altro che trascurabile dell'energia si dirige verso il suolo.

Se la distanza fra antenne e terreno non è grande quanto basta (e in genere non lo è), quest'ultimo si comporta (essendo un conduttore più o meno buono) come uno specchio, che riflette con maggiore o minore efficacia le onde radio.

I raggi così riflessi vanno a combinarsi con quelli direttamente irradiati dall'antenna, con modalità diverse a seconda della distanza cui ciò avviene.

Il risultato inevitabile è che il diagramma di direttività dell'antenna viene modificato (e, in certi casi, non poco) dalla presenza del terreno, e ciò si verifica un po' in tutte le direzioni d'irradiazione, a seconda dell'altezza del filo.

In ogni caso, e per qualsiasi tipo di antenna, si manifestano sempre una o più direzioni privilegiate d'irradiazione che appunto definiscono i relativi angoli.

La conoscenza di tali angoli, entro i quali in pratica l'energia abbandona l'antenna per propagarsi nello spazio, è di fondamentale importanza per le distanze raggiungibili mediante tale propagazione, come fra poco verrà posto in evidenza.

LINEE DI TRASMISSIONE

Poiché per molti ed evidenti motivi è opportuno collocare l'antenna in posizione più alta e libera possibile, fra il trasmettitore (o il ricevitore) e l'antenna stessa occorre sempre una linea di interconnessione.

Tale linea deve adempiere al solo compito di trasferire energia dal generatore (trasmettitore) all'organo irradiante (antenna), e quindi non deve irradiare energia lei stessa in alcun modo; deve quindi essere una pura *linea di trasmissione*.

La sua realizzazione pone quindi il problema di scegliere un sistema conduttore, di lunghezza anche elevata, il quale, percorso da correnti a RF, non irradi energia elettromagnetica.

Per orientarci su questa scelta è opportuno ricordare quanto detto sul meccanismo della propagazione in un'antenna: solo se la distribuzione delle correnti e delle tensioni è quella per ventri e nodi (come negli esempi visti), il conduttore interessato è irradiante.

Questa distribuzione è anche detta *per onde stazionarie*.

In tal caso tutto avviene come se si facesse vibrare acusticamente una corda di una certa lunghezza, avente gli estremi ben fissi; l'onda che su di essa si propaga viene riflessa agli estremi, inverte cioè il suo cammino ed interferisce con quella diretta, determinando precisamente i ventri e i nodi.

Allora la corda emette un suono; analogamente l'antenna irradia, essendo percorsa da sole onde stazionarie, ed adempiendo così al suo compito.

Se invece pensassimo di aver a che fare con una corda di lunghezza infinita, l'onda acustica si propagherebbe in essa indefinitivamente, senza più riflettersi, per ovvii motivi; non ci sono quindi più ventri e i nodi.

La corda allora non emette più alcun suono; analogamente un conduttore infinitamente lungo non potrà essere sede di onde stazionarie, e quindi non irradierà, per l'evidente motivo che le onde che viaggiano sulla linea, dette appunto *onde progressive*, non ne incontrano mai l'estremità da cui essere riflesse.

Naturalmente, non è possibile usare una linea infinitamente lunga, trattandosi di una esemplificazione teorica di comodo.

La soluzione del problema viene allora fornita dalla teoria della propagazione lungo i conduttori: il comportamento non riflettente di una linea infinitamente lunga può ottenersi in modo identico da una linea di lunghezza finita e qualsiasi, purché essa sia chiusa, all'estremo opposto al generatore, su un certo valore di resistenza, uguale alla cosiddetta *impedenza caratteristica* della linea stessa (fig. 3-29).

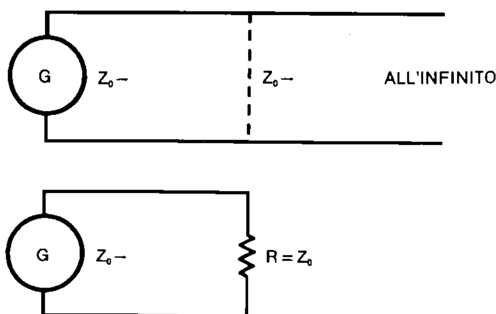
Si tratta di un parametro esclusivamente legato alle modalità costruttive della linea di trasmissione che è sempre assimilabile ad un circuito RLC a costanti distribuite; quindi mediante la stessa teoria citata, è possibile calcolare tale valore, note che siano le caratteristiche geometriche della linea. Così per una *linea bifilare* (due conduttori paralleli) essa dipende dal diametro dei conduttori e dalla loro distanza; per una *linea coassiale* (due conduttori cilindrici uno coassiale all'altro), dal rapporto fra i raggi dei due conduttori.

I valori più comuni di impedenza caratteristica per linee sia appositamente realizzate che commercialmente disponibili sono: fra 100 e 600 ohm per linee bifilari, fra 50 e 150 ohm per linee coassiali.

Comunque il problema posto è così risolto; basterà che la linea di trasmissione interposta fra generatore e antenna sia costruita in modo tale da possedere un'impedenza caratteristica pari alla resistenza d'irradiazione dell'antenna stessa nel suo punto di alimentazione.

Se poi anche l'impedenza del generatore è uguale a quella caratteristica della linea, si verifi-

Fig. 3-29 - Il comportamento di una linea infinitamente lunga può essere ottenuto da una linea qualsiasi "terminandola" sulla sua impedenza caratteristica.



cano le condizioni ottimali affinché tutta (o quasi) la potenza fornita dal generatore si trasferisca sull'antenna.

Se il suddetto adattamento d'impedenza non esiste, si possono realizzare circuiti aggiuntivi per ottenerlo con sufficiente esattezza.

É bene comunque sottolineare che ogni scostamento dalle condizioni tipiche testé esaminate conduce a parziale irradiazione (in quanto sorgono delle onde stazionarie) da parte della linea di trasmissione, con conseguente diminuzione della resa globale.

Onde stazionarie

La considerazione di base riguardante il funzionamento di una *linea adattata* è la seguente: se la linea ha perdite trascurabili (come in genere è, almeno in prima approssimazione), un amperometro inserito in qualsiasi punto lungo la linea stessa dà sempre la stessa lettura.

Lo stesso dicasi per un voltmetro collegato ai capi di una qualsiasi coppia di punti.

Infatti, non essendoci onde stazionarie (di corrente o di tensione) lungo la linea, in quanto essa è terminata sulla sua impedenza caratteristica, non vi sarà nemmeno la relativa distribuzione di nodi e di ventri, qualunque possa essere la lunghezza della linea stessa.

Passiamo ora al caso in cui la linea sia in condizioni tali da non simulare il comportamento del caso di lunghezza infinita, sia cioè *disadattata*: allora la sua lunghezza comincia a diventare importante.

All'estremità disadattata, la potenza viene solo in parte assorbita dal carico; l'altra parte (in funzione del disadattamento) viene riflessa lungo la linea verso il generatore: ecco allora che, a seconda della lunghezza del percorso, corrente e tensione *riflessa* si sommano o sottraggono alla corrente e tensione *incidente*, dando luogo a quanto già sappiamo, e cioè ad un regime di *onde stazionarie* lungo la linea.

I minimi ed i massimi di questa ondulazione che staziona sulla linea sono funzione dell'entità di disadattamento.

Se ora andiamo a misurare tensione e corrente in diversi punti della linea, non troveremo più indicazioni costanti come nel caso di perfetto adattamento: ambedue le grandezze variano lungo la linea con andamento ondulatorio, alternando minimi e massimi (più o meno accentuati) ogni quarto d'onda.

É appunto il rapporto fra un valore massimo ed uno minimo di tensione (o di corrente, è lo stesso) che fornisce il modo più semplice per definire il funzionamento di un sistema d'antenna e accessori connessi: il cosiddetto *rapporto di onda stazionaria* (abbreviato in ROS).

Quindi, se la potenza riflessa è poca, le variazioni di corrente e tensione lungo la linea sono modeste, l'adattamento è discreto, il ROS è basso: viceversa, più grande è il disadattamento, più alto è il ROS.

Un sistema ancora più semplice per definire e misurare il ROS è quello che poi è maggiormente legato alle grandezze in gioco, cioè alle impedenze da adattare; infatti il ROS è perfettamente equivalente al rapporto fra l'impedenza caratteristica della linea e la resistenza del carico (o viceversa, a seconda se è più alta la prima o la seconda).

Quindi la formula per questo semplice calcolo è la seguente:

$$ROS = \frac{R}{Z_o}$$

oppure:

$$ROS = \frac{Z_o}{R}$$

Bilanciamento e sbilanciamento

Sia le antenne sia le linee possono dividersi in due grandi categorie: *bilanciate e sbilanciate*.

La maggioranza delle antenne ha struttura intrinsecamente bilanciata, nel senso che i due morsetti di alimentazione devono essere riforniti di energia a RF in modo bilanciato rispetto a terra: è il caso tipico del dipolo e di tutte le elaborazioni da esso derivate.

In questo caso quindi la struttura dell'antenna è caratterizzata dal fatto di essere completamente e fisicamente simmetrica attorno al suo punto di alimentazione.

Per quanto concerne le linee di trasmissione, la scelta fra bilanciate e sbilanciate viene quindi ad essere obbligata dal tipo di antenna, a meno che non si usino dispositivi di adattamento (fig. 3-30).

La tipica linea sbilanciata è il *cavo coassiale*, che può avere lo schermo esterno direttamente collegato a terra: si tratta della linea di trasmis-

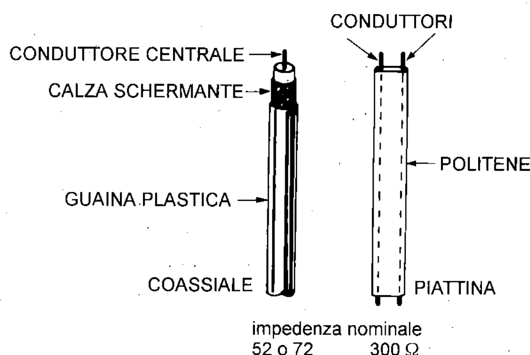


Fig. 3-30 - I due tipi fondamentali di linea di trasmissione: sbilanciata (cavo coassiale) e bilanciata (bifilare simmetrica).

sione di più largo impiego, in quanto combina elevata efficienza e facilità di installazione.

La tipica linea bilanciata è la cosiddetta linea aperta *bifilare*, o nella vecchia versione "a nastro" di tipo TV (generalmente 300 Ω), oppure nella classica versione "a scaletta" di tipo più radiantistico: due conduttori mantenuti paralleli mediante barrette di isolamento ed ancoraggio, tipo binario ferroviario, con impedenza di diverse centinaia di ohm.

Quest'ultimo tipo di linea, pur presentando migliori caratteristiche di perdita, è tuttavia quasi completamente abbandonata per la sua maggiore criticità d'impiego e per la breve vita, risentendo l'azione degli agenti atmosferici.

In pratica quindi, capita assai spesso il caso di dover alimentare un'antenna bilanciata con una linea sbilanciata, cioè il solito cavo coassiale; certe volte, questo porta, come conseguenza dello sbilanciamento forzato sull'antenna, irradiazione anomala da parte del cavo, che va a modificare le prestazioni dell'antenna.

In questi casi è necessario adottare un trasformatore bilanciato-sbilanciato, che si indica col termine inglese *balun*, che può essere realizzato sotto varie forme, ma che ha sostanzialmente lo scopo di isolare l'estremo del conduttore esterno della linea coassiale (altrimenti a terra), consentendo il collegamento al carico bilanciato.

Costanti caratteristiche di una linea

Estendendo la normale teoria dei circuiti risonanti (a costanti concentrate) alle linee di trasmissione, si possono inquadrare gli elementi che definiscono prestazioni e funzionamento delle linee stesse.

Le costanti (primarie) più importanti sono:

- **induttanza** dei conduttori, distribuita uniformemente lungo tutta la linea, quindi costante per unità di lunghezza, dovuta al flusso concatenato con ognuno dei conduttori in quanto prodotto dalla corrente che vi circola;
- **capacità** fra i conduttori, distribuita essa pure uniformemente lungo tutta la linea, dovuta al campo elettrico esistente fra i due conduttori.

Oltre ad essere dotati di queste grandezze, distribuite lungo la linea, i conduttori della linea stessa hanno anche una **resistenza**, dipendente dalla resistività del materiale impiegato nella costruzione e dalle loro dimensioni (nonché dall'effetto pelle).

Infine, poiché il dielettrico interposto fra i due conduttori non potrà essere un isolante perfetto, e quindi sarà attraversato da una pur minima corrente di dispersione (presentando quindi una perdita di isolamento, che è fissa per la corrente continua e variabile con la frequenza per la corrente alternata), la linea sarà caratterizzata anche da una **conduttanza.**

Ognuna di queste costanti viene naturalmente espressa per unità di lunghezza della linea.

Da queste derivano poi le costanti secondarie ben più importanti nell'uso comune:
impedenza caratteristica (già definita);
costante di propagazione, cui si deve se tutte le componenti sinusoidali subiscono, lungo la linea, ugual attenuazione, e se si propagano con la stessa velocità.

Da questi parametri derivano a loro volta altre caratteristiche tipiche delle linee, particolarmente importanti sotto l'aspetto pratico; ci riferiamo qui al **fattore di velocità** ed all'**attenuazione** di linea.

Quando una corrente elettrica si mette in moto lungo un conduttore, il campo magnetico prodotto dalla corrente stessa ed il campo elettrico conseguente alla presenza delle cariche non si formano immediatamente in tutto lo spazio circostante, bensì si propagano, come già sappiamo, con velocità finita e ben precisa.

Tale velocità dipende dal mezzo che circonda i conduttori, e nel quale si devono stabilire i campi magnetico ed elettrico.

Nell'aria (o nel vuoto), la velocità di propagazione è pressoché uguale a quella della luce, mentre per linee a dielettrico solido tale velocità è nettamente più bassa.

Ciascun tipo di linea presenta quindi un fattore di velocità caratteristico, legato alle proprietà qualitative e costruttive del materiale usato come isolante.

Di tale fattore occorre quindi tener conto quando si tratti di dimensionare una linea di trasmissione con lunghezza ben precisa; essendo i suoi valori più comuni uguali a 0,66 per il cavo coassiale in polietilene compatto e 0,82 per quello spugnoso, è questo numero che va moltiplicato per le lunghezze d'onda (o frazioni) desiderate, in quanto, non coincidendo la velocità di propagazione con quella standard della luce in spazio libero, la lunghezza elettrica non coincide con quella fisica.

L'attenuazione di linea, normalmente espressa in dB/m, è la conseguenza dei fattori di perdita uniformemente distribuiti lungo la linea stessa, e risulta variabile (anche sensibilmente) con la frequenza di lavoro; esistono opportune tabelle che forniscono l'andamento di questo fattore per ogni tipo di linea commercialmente disponibile, in altre parole quant'è la potenza applicata all'ingresso di una linea non più presente alla sua uscita in quanto dissipata lungo la linea stessa.

DISPOSITIVI ACCESSORI

Linea a quarto d'onda

Nel campo delle antenne, il problema dell'adattamento di impedenza è uno dei più ricorrenti e rilevanti; il tipo più semplice che si possa prendere in considerazione come adattatore di impedenza è certamente lo spezzone di linea avente lunghezza (elettrica) pari ad ¼ della lunghezza d'onda corrispondente alla frequenza di lavoro.

La sua impedenza dovrà essere pari alla media aritmetica delle impedenze delle due linee da adattare, che chiamiamo Z1 e Z2; sarà allora

$$Z = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$$

É però necessario far notare, essendo il funzionamento di questo dispositivo strettamente legato alla sua dimensione (lineare), esso presenta l'inconveniente di prestarsi ad operare per una sola frequenza, o comunque per una gamma limitata di frequenze.

Visto più in generale, il problema di adattare fra di loro linee od apparati di impedenza e tipologie diverse si può risolvere con semplici dispositivi passivi (tipo cavi coassiali, linee bifilari, ecc.) che prendono il nome di *trasformatore di linea.*

Linee come circuiti risonanti

Spezzoni di linee aventi lunghezze opportune possono comportarsi come veri e propri circuiti accordati a seconda che siano lasciati aperti o che siano chiusi in cortocircuito.

A titolo di esempio, nelle tabelle che seguono sono riportati i valori dell'impedenza risultante nei due casi.

Essi infatti si comportano come dispositivi la cui reattanza, alla frequenza di risonanza, è fun-

Linea aperta, lunga x

Impedenza	Lunghezza
capacitiva	$x < \lambda/4$
= 0	$= \lambda/4$
induttiva	$\lambda/4 < x < \lambda/2$
= ∞	$= \lambda/2$

Linea in cortocircuito, lunga x

Impedenza	Lunghezza
capacitiva	$x < \lambda/4$
= ∞	$= \lambda/4$
induttiva	$\lambda/4 < x < \lambda/2$
= 0	$= \lambda/2$

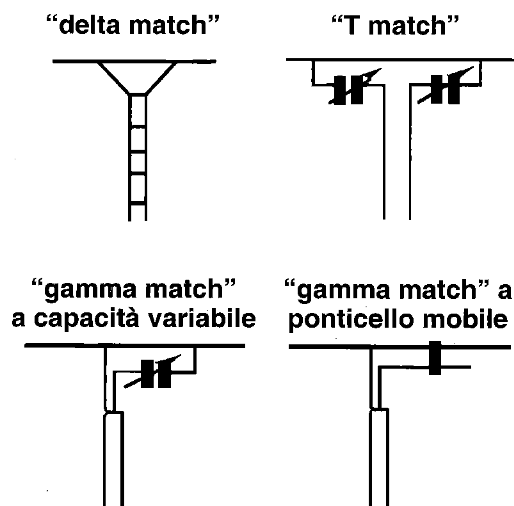
zione del carico su cui vengono "terminati", nonché della lunghezza dei vari tipi di linea, indipendentemente dalla loro impedenza caratteristica.

Sistemi di accordo d'antenna

Per consentire "direttamente" il collegamento della linea di alimentazione RF al sistema d'antenna, specialmente qualora si tratti di antenne direttive, occorre inserire dei *sistemi di accordo/adattamento di impedenza* per ottenere il massimo trasferimento di potenza all'elemento radiante.

Diverse possono essere le caratteristiche costruttive di questi tipi di sistemi di accordo; ne vengono qui riportati gli esempi più frequentemente adottati (fig. 3-31).

Fig. 3-31



TIPI CONVENZIONALI DI ANTENNE

Si è già diffusamente parlato del *dipolo a mezz'onda*, come tipo più noto e classico di antenna ricetrasmittente.

Una sua tipica realizzazione è rappresentata in fig. 3-32; poiché la resistenza d'irradiazione è compresa fra i 73 Ω teorici ed i 50 ÷ 60 Ω delle versioni pratiche, la linea di collegamento all'apparecchiatura ricetrasmittente viene di norma realizzata con i tipi più normali di cavi coassiali, le cui impedenze caratteristiche standard sono sui 50 ÷ 52 oppure sui 72 ÷ 75 Ω.

Una particolare evoluzione del classico dipolo a mezz'onda è quello *ripiegato*, raffigurato in fig. 3-33.

In questa versione, la lunghezza effettiva e totale del conduttore è λ, ma esso risulta ripiegato in modo da "ingombrare" per $\lambda/2$, con opportunamente modesta distanza fra i due fili; la resistenza d'irradiazione risulta allora quasi esattamente quadruplicata, aggirandosi cioè fra 250 e 300 Ω.

Fig. 3-32 - Dipolo a mezz'onda alimentato con linea coassiale (a 52 o 75 ohm).

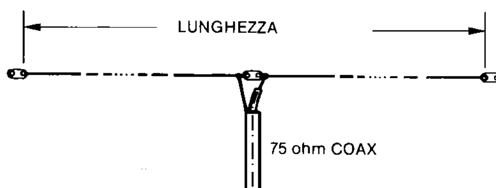
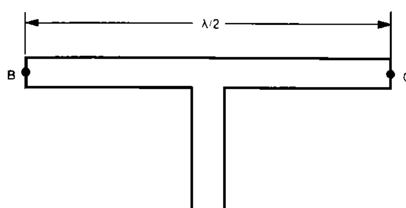


Fig. 3-33 - Dipolo ripiegato alimentato con linea bifilare a 300 ohm.



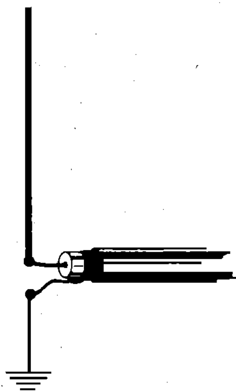


Fig. 3-34 - Tipica versione di antenna a quarto d'onda verticale.

La linea di alimentazione va così scelta di tipo opportuno (in genere, bifilare bilanciata); il problema però raramente si pone in questi termini, in quanto l'elemento irradiante in esame, più che come antenna singola, viene spesso adottato nelle antenne direttive a più elementi, per sfruttarne il relativo rialzo di resistenza d'irradiazione.

Come si è già accennato, l'elemento radiante a $\lambda/2$ può venire *alimentato*, anziché al centro (come nel caso del dipolo classico), anche *ad una delle estremità*; in tal caso l'impedenza di alimentazione avrà un valore ben diverso (cioè molto elevato), talché è necessario interporre, fra conduttore e linea (non risonante) un opportuno sistema di adattamento/accordo, per esempio uno spezzone di linea lungo $\lambda/4$ (o *stub*).

Occorrerà comunque ricordare che, se l'antenna vien fatta funzionare su frequenza lontana da quella di risonanza, essa presenta impedenza di alimentazione capacitiva o induttiva, che va compensata.

Altro tipo di antenna classica ed elementare, sempre di derivazione dal dipolo a mezz'onda, è l'antenna verticale $\lambda/4$, con piano di terra riportato, la cosiddetta *groundplane*, della cui versione base (rappresentata in fig. 3-34) si è già parlato.

La differenza rispetto a quanto già studiato risiede nel piano di terra fittizio appositamente realizzato alla base dello stilo, così da renderlo indipendente dalla effettiva vicinanza al terreno; per simulare l'effetto del terreno sottostante si giudicano in genere sufficienti 4-6 elementi radiali essi pure lunghi $\lambda/4$ (fig. 3-35).

Antenne multibanda

Tutti i parametri che individuano il funzionamento di un'antenna sono riferiti e legati alla sua frequenza di risonanza.

Vale a dire che i sistemi cui ci si è fin qui riferiti, e cioè costituiti da un'antenna risonante e da una linea di trasmissione non risonante, servono in pratica per una frequenza sola o, meglio, per una stretta banda di frequenza attorno alla risonanza.

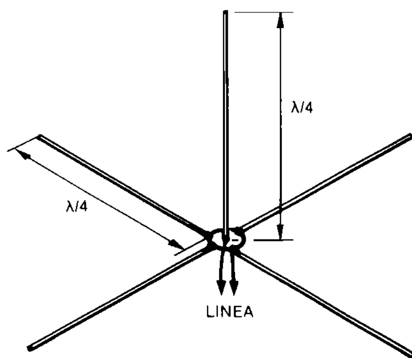
Poiché invece le bande di lavoro concesse ai radioamatori sono diverse, e poiché d'altra parte la realizzazione di una singola antenna per ogni banda di frequenze risulta ingombrante e costosa, conviene (almeno per un certo numero di esse) realizzare antenne uniche che funzionino soddisfacentemente su più gamme, eseguendo solo semplici operazioni di commutazione (ed eventualmente di sintonia) sugli organi di adattamento al trasmettitore.

Nel far ciò si è avvantaggiati dal fatto che le bande radiantistiche sono in relazione armonica fra di loro, e quindi lo sono anche le risonanze dei conduttori usati; e questo è particolarmente importante (e sfruttato) in onde corte, dove la lunghezza d'onda delle nostre frequenze va dai 10 ai 160 m circa.

É proprio per tali bande che si sfruttano tipi di antenne *multibanda*; per vederne una possibile soluzione, esaminiamo il comportamento della corrente RF alle varie armoniche su un'antenna che abbia le dimensioni di cui in fig. 3-36.

É evidente dai vari diagrammi che la distribuzione della corrente lungo il conduttore, ed in

Fig. 3-35 - Antenna verticale a λ /4 con piano di terra (ground-plane).



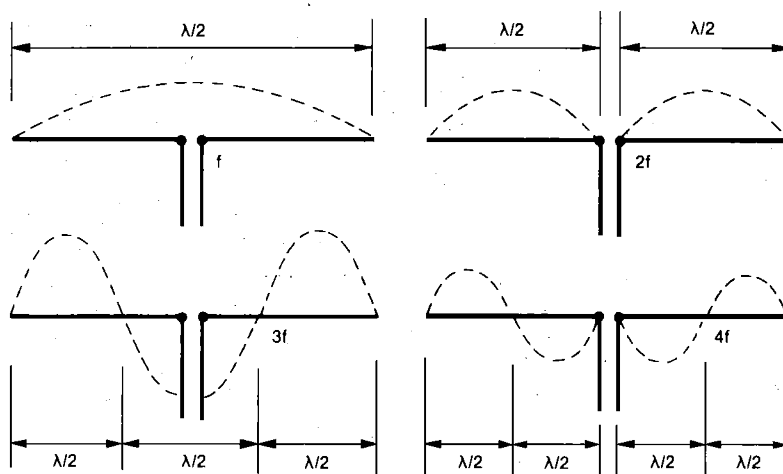


Fig. 3-36 - Comportamento di antenna multibanda funzionante in armonica.

particolare il suo valore al punto di alimentazione, sono diversi caso per caso.

Allo stesso modo quindi sarà diverso il valore della resistenza d'irradiazione, che andrà dai 50 ÷ 70 ohm del primo caso (antenna funzionante come dipolo a mezz'onda), ai 100 ÷ 150 ohm del terzo caso, fino alle diverse centinaia di ohm del secondo e quarto (in cui si ha un nodo di corrente).

La linea di alimentazione dovrebbe quindi avere un'impedenza caratteristica variabile, in quanto per ogni singola banda di lavoro essa dovrebbe presentare lo stesso valore d'impedenza posseduto dall'antenna.

Non si possono quindi adottare linee non risonanti, dotate invece di impedenza caratteristica ben precisa e costante.

Il problema si risolve allora interponendo un elemento di accoppiamento fra la linea di trasmissione ed il trasmettitore, in modo tale che la linea diventa essa pure risonante, con modalità diverse per ogni banda.

L'elemento accoppiatore linea-trasmettitore va cioè, volta per volta, accordato in modo che all'altra estremità della linea si verifichi la stessa distribuzione di corrente (e di tensione) che si ritrova sull'antenna nel suo punto di alimentazione.

All'estremità della linea deve cioè esistere un ventre, un nodo od una condizione intermedia analogamente a quanto indicato in fig. 3-36 per l'antenna.

Per ottenere questo adattamento fra la distribuzione dei parametri RF dell'antenna e della linea, si usa un relativamente complesso circuito LC, chiamato appunto *accordatore d'antenna*; esso permette di variare la risonanza dei conduttori costituenti la linea di trasmissione in quanto inserisce valori di L e di C variabili o commutabili a piacere, ottenendosi così l'adattamento richiesto per ogni singola frequenza.

L'adattatore quindi, in questo come in altri casi, non apporta alcuna variazione al regime di onde stazionarie esistente lungo la linea (o per meglio dire, della sua uscita fino a morsetti d'antenna); esso semplicemente trasforma, caso per caso, l'impedenza d'ingresso della linea di trasmissione al valore che il trasmettitore vuol vedere per funzionare correttamente.

Esso quindi ha solamente la funzione di presentare, al suo ingresso, un punto dotato dell'esatto valore di impedenza, puramente resistiva, con cui caricare il trasmettitore.

Un'altra possibile (e diffusa) versione di antenna multibanda è il cosiddetto *dipolo trappolato*, nel quale il compito di effettuare le commutazioni che accorciano o allungano i fili per renderli risonanti sulle varie bande di frequenze è affidato appunto alle *trappole*.

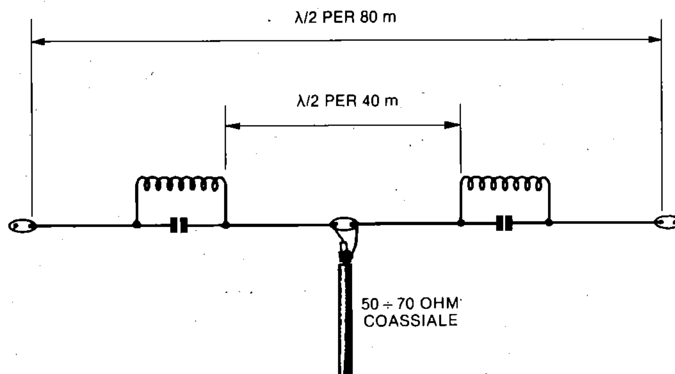


Fig. 3-37 - Configurazione di dipolo multibanda a trappole.

Si tratta semplicemente di circuiti LC risonanti in parallelo, che fungono da commutatori automatici: è infatti noto che l'impedenza di un LC parallelo è estremamente elevata (condizioni di circuito aperto) alla frequenza di risonanza, mentre è estremamente bassa a frequenze sufficientemente lontane dalla risonanza (condizioni di circuito chiuso).

Quindi è la stessa RF (in ricezione o in trasmissione, non fa differenza) che aziona questi "interruttori automatici".

In fig. 3-37 è riportato un esempio di dipolo trappolato per due bande, ma aumentando il numero delle trappole se ne possono realizzare anche versioni per un numero superiore di bande.

Antenne direttive a più elementi

La presenza, nelle immediate vicinanze di un'antenna, di uno o più conduttori aventi dimensioni analoghe può modificare anche sostanzialmente tutti i parametri dell'antenna stessa.

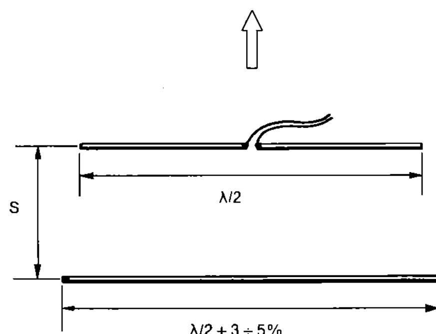
Infatti parte dell'energia irradiata dall'antenna originaria (per esempio, un dipolo) viene captata da questi elementi aggiuntivi (detti *elementi parassiti*) per esserne poi reirradiata e ricaptata dal dipolo con svariate modalità.

Tutto ciò provoca sensibili variazioni nei valori delle tensioni e correnti all'interno del sistema, il che porta a modificare la resistenza d'irradiazione ed il diagramma di direttività (come già è stato accennato).

Se vengono rispettate opportune misure e distanze, le variazioni ottenute nelle prestazioni dei sistemi così messi in atto possono essere fortemente positive e molto interessanti; questo è appunto il motivo per cui vengono realizzate strutture più o meno complesse, comunque costituite da più elementi opportunamente disposti.

Il risultato consiste in un notevole restringimento del diagramma d'irradiazione (il ché significa che la potenza disponibile risulta maggiormente concentrata nei lobi, col risultato di maggior direttività e di un certo guadagno in quella direzione preferenziale) e, ancor meglio, nella so-

Fig. 3-38 - Antenna direttiva a due elementi (tipo Yagi, un parassita).



stanziale eliminazione di uno dei due lobi con conseguenti, spiccate caratteristiche di unidirezionalità.

Gli elementi aggiuntivi possono essere a loro volta alimentati, (con opportune soluzioni che risolvano i problemi di fase e di impedenza), oppure non alimentati, e perciò detti parassiti; è proprio a quest'ultimo tipo di struttura che dedichiamo (per brevità) la nostra attenzione.

La più semplice versione di questo tipo di antenna è riportata in fig. 3-38, che rappresenta un'antenna Yagi (dal nome del suo inventore) a due elementi.

L'elemento parassita è uno solo, e disposto come *riflettore*, in quanto è nella posizione opposta a quella di massima irradiazione.

Infatti, l'energia che l'elemento parassita riceve dall'elemento pilotato (e quindi *radiatore*), per particolare posizionamento e dimensione, viene rimbalzata nuovamente verso il radiatore così da concentrare l'irradiazione nella stessa direzione che sarebbe provocata da un riflettore di luce posto dietro ad una normale lampadina tascabile.

In questa funzione di riflettore, l'elemento parassita, per essere tale, risulta qualche percento più lungo del radiatore.

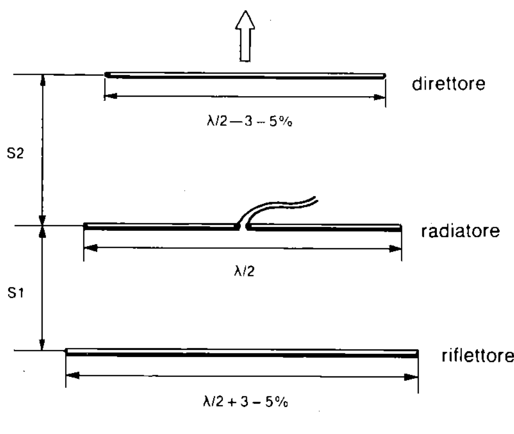
Se invece l'elemento aggiuntivo è più corto di qualche percento del radiatore, esso assume la funzione di *direttore,* va cioè posto nella posizione di massima irradiazione dell'antenna ma sempre allo scopo di rinforzare la direttività; possiamo quindi dire che il riflettore è posto sul retro dell'antenna, mentre il direttore è davanti.

In un'antenna direttiva tipo Yagi, è sufficiente la presenza di un solo riflettore, mentre i direttori possono essere anche in numero elevato, per migliorare vieppiù le prestazioni di direzionalità dell'antenna.

La spaziatura fra i singoli elementi, pur dovendo obbedire a ben precise considerazioni di compromesso fra le varie caratteristiche da ottimizzare, è normalmente compresa fra 0,1 e 0,2 λ.

In fig. 3-39 è indicata la classica versione a 3 elementi, con ambedue i tipi di "parassiti".

Fig. 3-39 - Antenna direttiva a tre elementi (tipo Yagi, due parassiti).



Direttività e guadagno

Il già menzionato guadagno di un'antenna direttiva è caratteristica determinante per la valutazione delle sue prestazioni; è quindi necessario approfondire il reale significato del termine.

S'intende per *guadagno* di un'antenna direttiva il rapporto tra la potenza irradiata nella direzione preferenziale dall'antenna stessa e quella irradiata da una qualche antenna presa come *riferimento* (ambedue le antenne naturalmente alimentate con la stessa potenza).

Nel settore radiantistico tale antenna di riferimento è un classico dipolo a mezz'onda, anche se c'è chi (per possibili fini speculativi, poiché se ne ottiene un numero più grande) tende a riferire il guadagno di un'antenna (direttiva o meno) a quella isotropica (*).

Evidentemente, poiché anche il dipolo classico presenta un ben preciso diagramma d'irradiazione, con dei lobi preferenziali perpendicolari alla direzione del filo, occorre riferirsi ad un dipolo orientato nella stessa direzione dell'antenna in prova; anche l'altezza dal suolo deve essere la stessa, come pure identiche devono essere tutte le condizioni operative.

Chiarite le modalità di prova, passiamo ai dati di misura veri e propri.

Poiché il guadagno è, anche in questo caso, definito come un rapporto fra potenze, è normale e comodo esprimerlo in dB.

(*) N.B. S'intende per isotropica un'antenna puntiforme (quindi sostanzialmente priva di dimensioni), tale che possa irradiare uniformemente energia in tutte le direzioni; il diagramma d'irradiazione di un'antenna puramente teorica di questo tipo sarebbe quindi una sfera perfetta, avvenendo l'irradiazione su 360° solidi.

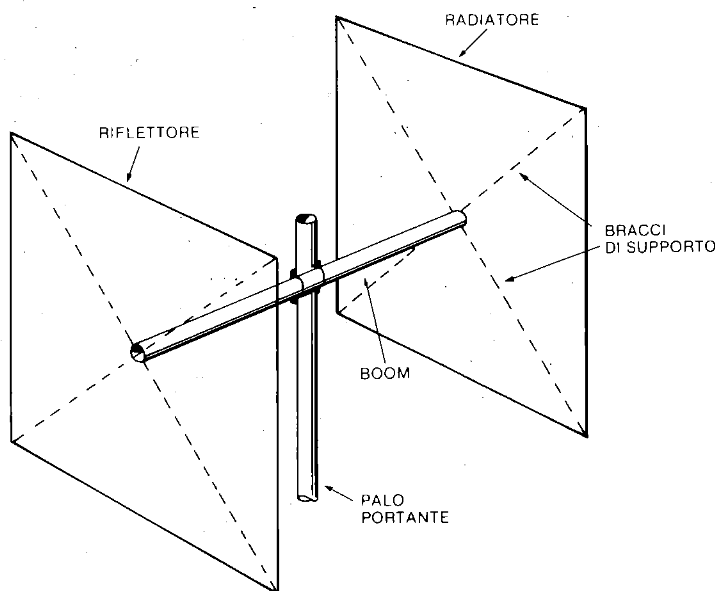


Fig. 3-40 - Tipica versione di quad a 2 elementi.

Diamo allora qualche numero, a scopo orientativo ed esemplificativo.

Da una direttiva a 2 elementi il guadagno che ci si può aspettare si aggira, al massimo, sui 4 ÷ 5 dB; da una 3 elementi si possono ottenere non più di 7 dB, o pressappoco.

Attorno a questi valori, diventa fiato sprecato il cercare di ottenere la frazione di dB in più; vale semmai la pena di curare il lato realizzativo, per ottenere la miglior costanza di prestazioni.

E comunque, di un punto fondamentale va tenuto conto: a parità di lunghezza e spaziature, tutte le antenne forniscono identiche prestazioni (almeno, inizialmente),... persino quelle autocostruite!

Il concetto di guadagno di un'antenna direttiva è indubbiamente legato alle modalità con cui la distribuzione di energia entro il diagramma di irradiazione provoca concentrazioni in determinate direzioni e conseguenti perdite in altre.

Quindi, per documentare completamente le prestazioni di una direttiva, non basta conoscerne solo il guadagno.

É abituale esprimere il miglioramento complessivo di un sistema d'antenna anche in termini di rapporto fra la potenza trasmessa (o ricevuta: il comportamento di un'antenna è perfettamente identico) nella direzione desiderata, o preferenziale, e la potenza trasmessa (o ricevuta) in direzione esattamente opposta.

Pure il *rapporto avanti-indietro* viene espresso in dB.

Ma non sempre la stazione da cui non vorremmo essere interferiti è proprio ed esattamente a 180° rispetto a quella che invece stiamo ricevendo; i lobi indesiderati d'irradiazione non sempre sono limitati al retro dell'antenna.

Quindi, stante l'ampio orizzonte dal quale possono arrivare segnali, e l'ampia "corolla" di lobi d'irradiazione secondaria dai quali il segnale può partire, pressoché altrettanto importante è un altro parametro, e cioè il *rapporto avanti-fianco*.

Gli elementi a mezz'onda producono un livello d'irradiazione sui fianchi intrinsecamento basso talché quest'ultimo parametro, il rapporto avanti-fianco, costituisce un elemento di giudizio molto importante da aggiungersi al rapporto avanti-dietro ed al guadagno.

Strettamente connesso ai concetti di direttività e guadagno di un'antenna è il livello di *potenza effettivamente irradiata* (ERP), cui in genere

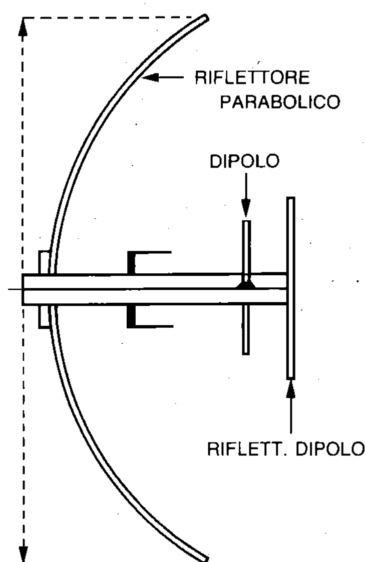


Fig. 3-41 - Esempio schematico di riflettore parabolico col sistema di "illuminatore" a dipolo.

ci si riferisce, per esempio, in caso di ponti ripetitori.

Molto semplicemente, la ERP è la potenza reale disponibile nella direzione di massima irradiazione; ciò significa che il numero relativo tiene conto, oltre che della potenza fornita dal trasmettitore, anche delle perdite dei sistemi di accoppiamento-trasferimento all'antenna e del guadagno effettivo dell'antenna stessa.

Supponiamo, ad esempio, che un trasmettitore abbia 100 W di potenza d'uscita, che il dispositivo di accoppiamento (duplexer nel caso di un ripetitore) abbia 2 dB di perdita di inserzione, che il cavo di alimentazione attenui per conto suo 1,5 dB, e che l'antenna presenti 13,5 dB di guadagno.

Il bilancio complessivo del sistema d'antenna, sommando perdite e guadagni è:

$$-1{,}5 - 2 + 13{,}5 = +10 \text{ dB}.$$

Ciò significa che la potenza effettivamente misurabile nella direzione di massima irradiazione è pari a 10 volte quella uscente dal trasmettitore, e cioè 1000 W.

L'antenna a quadro

Consiste sostanzialmente in un elemento pilotato ripiegato a forma di telaio, in genere quadrato, ciascun lato del quale è lungo un quarto d'onda; in questa versione l'antenna viene comunemente indicata col nome di *quad*.

Nella sua realizzazione più normale (fig. 3-35), essa è costituita da due (o tre) telai a spaziatura ridotta, di cui uno alimentato al centro del lato basso, ed uno (o due) elementi parassiti; in tale configurazione la polarizzazione che ne risulta è orizzontale: le correnti nei lati superiore ed inferiore sono in fase, e quindi si sommano, mentre nei due lati verticali sono in opposizione, e quindi il loro effetto si cancella.

Poiché l'angolo d'irradiazione della quad è particolarmente basso, il guadagno che tale antenna presenta appare superiore a quello di una yagi a 2 elementi.

Costruttivamente, l'antenna consiste in 2 (o più) telai quadrati in filo conduttore, tenuti da un'opportuna crociera isolante; le prestazioni della quad sono poco sensibili all'aumento del numero degli elementi, talché le versioni più diffuse sono al massimo a 3 elementi (oltre al radiatore, c'è un telaio riflettore ed uno direttore).

Il riflettore parabolico

Il principio del riflettore parabolico è noto se non altro per il suo impiego in ottica. Nel caso che qui ci interessa, e cioè delle onde radio, se un radiatore (tipicamente un dipolo) viene posto nel fuoco di una "scodella" a profilo parabolico dirigendone l'energia irradiata verso tale riflettore, se ne ottiene un fascio piuttosto stretto, e quindi una direttività molto accentuata.

Le dimensioni del disco parabolico influiscono solo sul guadagno ottenibile da questo tipo di antenna, che può essere indifferentemente realizzato a superficie piena oppure a maglia, a patto che le dimensioni delle aperture siano trascurabili rispetto alla lunghezza d'onda di funzionamento.

L'elemento eccitato ("*illuminatore*") è spesso realizzato mediante un dipolo a mezz'onda opportunamente selezionato (fig. 3-41), ed esso pure a volte dotato di un suo elemento riflettore.

Questo tipo di antenna è particolarmente consigliabile nel settore delle microonde, ove con paraboloidi di dimensioni accessibili si possono ottenere guadagni elevatissimi, anche con buona larghezza di banda.

PROPAGAZIONE DELLE ONDE RADIO

L'energia irradiata da un'antenna viene distribuita nello spazio circostante in modo non uniforme, come confermato dai diagrammi d'irradiazione. La parte di questa energia che viene irradiata tangenzialmente alla superficie terrestre, secondo cioè la direzione più breve intercorrente fra due punti da collegare, consente collegamenti solo a distanze limitate generalmente dalla curvatura terrestre e da ostacoli naturali.

Inoltre la propagazione delle radioonde trova ulteriori ostacoli nel fatto che le onde elettromagnetiche possono subire attenuazione attraversando l'atmosfera, attenuazione che è tanto più sentita quanto più elevata è la frequenza.

Furono queste le ragioni per cui, fintantoché si faceva affidamento solo sull'*onda di terra*, si argomentava che le grandi distanze potevano superarsi solo con onde molto lunghe.

Senonché Marconi, inizialmente fautore delle grandi onde, ebbe a convincersi, e lo dimostrò sperimentalmente, che anche, e particolarmente, le onde corte erano adatte a superare grandi distanze, vincendo addirittura la curvatura terrestre. Tale fenomeno, che in apparenza contrasta coi principi sopra esposti ed universalmente accettati perché confermati dall'esperienza e dalla teoria, trova la sua spiegazione nel fatto che esiste, nell'alta atmosfera e più precisamente ad un'altezza fra 50 e i 500 km circa, una "coltre" che agisce sulle radioonde come uno specchio fa per la luce; ossia le riflette con leggi del tutto identiche a quello dell'ottica.

Si tratta della *ionosfera*, regione dello spazio a bassa densità gassosa, in cui l'energia solare in arrivo è sufficiente a ionizzare le particelle ivi presenti, che si raccolgono allora, a seconda dell'intensità di ionizzazione, in diversi strati compresi entro questa regione. Tali strati, variamente ionizzati, ad altezze diverse e variabili, si comportano, nei confronti delle radioonde, in modo del tutto analogo agli strati di aria calda che (in particolare nelle zone desertiche) determinano successive rifrazioni dei raggi luminosi fino a raggiungere la riflessione totale, sì da creare l'illusione di uno specchio d'acqua ed i miraggi.

Le onde elettromagnetiche che lasciano un'antenna sotto un angolo opportuno, vengono, fino a certe frequenze, riflesse più o meno a seconda dell'angolo di incidenza e della frequenza stessa, cosicché possono ritornare sulla terra a distanze notevoli dal punto di partenza, ed eventualmente esserne ancora riflesse.

Di qui l'opportunità di usare, per certe frequenze, antenne che abbiano determinate caratteristiche di direttività nei piani verticali, il cui angolo d'irradiazione sia cioè di valore tale da sfruttare questa possibilità di successive riflessioni. Ciò è tanto più importante in quanto gli strati ionizzati agiscono come riflettori se colpiti sotto un determinato angolo. Ecco perché le antenne più particolarmente adatte ad effettuare collegamenti a lunga distanza (sulle bande a frequenza elevata, quindi) sono quelle che hanno un basso angolo d'irradiazione.

Influenza della ionosfera

Ricordiamo brevemente la struttura della ionosfera, cioè la distribuzione delle fasce ionizzate che chiamiamo **strati.**

Lo strato più basso è il **D** (50 ÷ 90 km di altezza), poco determinante per la deviazione verso terra delle onde ad alta frequenza.

Lo strato **E** (100 ÷ 150 km) è quello che influisce nettamente sui collegamenti a lunga distanza.

Lo strato **F** (200 ÷ 400 km) è determinante per le radiocomunicazioni a lunga distanza nelle ore notturne. L'influenza di questi strati si manifesta comunque sulle onde a frequenze al limite delle HF/VHF; per onde più corte essi risultano sostanzialmente "trasparenti".

Ad ogni buon conto, è evidente che, a determinare le modalità di propagazione delle onde elettromagnetiche, direttamente o indirettamente contribuisce il Sole. In primo luogo, è la sua presenza o assenza (lungo il percorso delle onde) ad influire sulla ionizzazione, e quindi sul comportamento, degli strati interessati nelle varie ore del giorno. Poi, la maggiore o minore inclinazione della sua orbita ha un influsso stagionale sull'intensità di ionizzazione. Inoltre, la sua maggiore o minore attività, nel senso di presenza o assenza delle cosiddette *macchie solari*, agisce con ciclo pressappoco undecennale (il cosiddetto *ciclo solare*) nell'ottimizzare o peggiorare le condizioni della propagazione ionosferica, che trova il suo optimum in coincidenza col numero massimo di queste macchie.

All'azione riflettente, indubbiamente utile, della ionosfera, c'è da aggiungere anche un inevitabile aspetto negativo, cioè il fatto che un'onda, propagandovisi attraverso, perde energia per gli

urti con le molecole ivi presenti; tale assorbimento di energia da parte della ionosfera dipende, oltre che dalla sua densità, anche dalla frequenza (e quindi dalle dimensioni) dell'onda, talché più alta è la frequenza più bassa è la perdita di energia.

É così evidente la convenienza di operare sulle bande a frequenza più alta possibile, il cui valore è però determinato dal tipo e dall'altezza dello strato riflettente interessato; tale frequenza infatti (nota come MUF, massima frequenza usabile) è soggetta a variazioni sia giornaliere sia stagionali, determinando così in modo notevole la lunghezza di percorso di un'onda, e quindi la distanza fra due punti da collegare, con la minima attenuazione possibile.

I percorsi delle onde

Si può verificare che, ad uno stesso punto di ricezione, giungano due o più onde aventi la stessa origine (cioè emesse dalla stessa antenna), ma abbiano seguito percorsi diversi: caso tipico, l'onda riflessa ionosferica e quella diretta di terra.

L'onda di terra (o diretta) è quella che si propaga (almeno nella prima parte del suo percorso) parallelamente alla superficie terrestre, restando cioè entro la troposfera (il livello più basso dell'atmosfera), e si propaga prevalentemente con polarizzazione verticale, senza che vi si manifestino riflessioni di un qualche rilievo; ci si verificano invece notevoli attenuazioni di percorso.

L'onda di spazio (ovvero soggetta a riflessione ionosferica) è soggetta a rientrare nell'atmosfera secondo angoli piuttosto elevati sull'orizzonte; tale comportamento, appunto dovuto all'effetto speculare degli strati ionizzanti, definisce un piuttosto preciso *angolo di riflessione*, che è l'angolo formato sia dall'onda di partenza incidente sullo strato interessato sia dall'onda riflessa da quest'ultimo verso la superficie terrestre.

In questi casi, percorsi diversi significano ritardi e sfasamenti: può quindi accadere che le due (o più) onde che si sommano nel punto di ricezione, non siano per niente in concordanza di fase, o lo siano solo in certi istanti.

Di qui il variare dell'intensità del campo risultante per cui il ricevitore accusa variazioni brusche o lente del segnale ricevuto, fino addirittura al suo annullamento. A conseguenze analoghe possono anche portare le sempre possibili variazioni nelle caratteristiche del mezzo di propagazione. Questo fenomeno si chiama appunto *evanescenza* o affievolimento (in inglese *fading*).

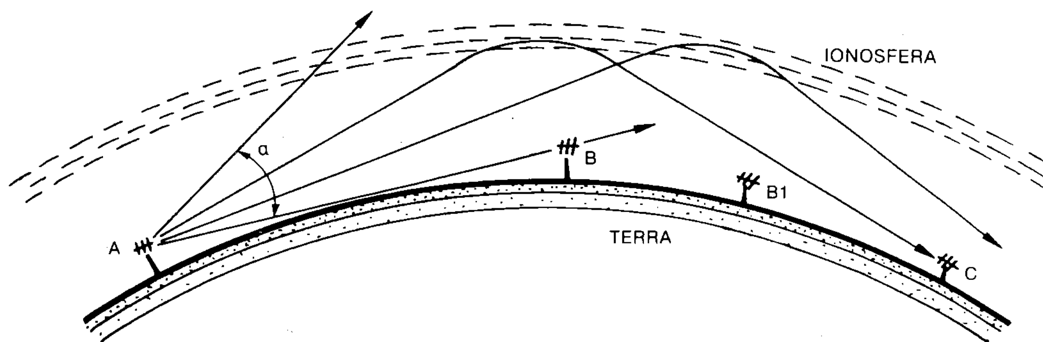
I circuiti di AGC a suo tempo studiati hanno anche lo scopo di porre rimedio agli effetti di questo fenomeno.

I modi di propagazione tipici delle onde corte producono anche la cosiddetta "zona di silenzio" o "zona d'ombra". Si definisce così quella fascia di territorio che è compresa fra il limite massimo cui giunge l'onda terrestre emessa da un'antenna irradiante su una certa frequenza, ed il limite minimo cui giunge l'onda riflessa ionosferica proveniente dalla stessa antenna.

É ovvio che entro tale zona non è possibile la ricezione di quella frequenza; da ciò il nome.

Essa comunque dipende dalle condizioni ionosferiche e varia quindi con la stagione e con le diverse ore del giorno. In fig. 3-42 è rappresentato il meccanismo della ricezione per onda riflessa.

Fig. 3-42 - Riepilogo del meccanismo della propagazione.



Se α è l'angolo minimo per cui si manifesta la riflessione, la zona fra B e C sarà di silenzio, in quanto l'onda di terra o viene attenuata o non è vista, per esempio, dall'antenna B. La prima onda riflessa è quella che arriva in C, in quanto quelle che partono con angolo maggiore di α non vengono riflesse, quelle che partono con angolo minore α giungono alla superficie terrestre in punti più lontani di C; tipicamente in ombra è quindi la posizione di B1. In ogni caso, il comportamento delle onde elettromagnetiche (siano esse a frequenza radio che a frequenza ottica) consistente nel propagarsi sostanzialmente per via diretta, fa sì che la distanza massima raggiungibile (sulla Terra) dipenda dalla quota alla quale le onde sono emesse, dalla quota cioè cui è posta l'antenna trasmittente.

Attenuazione di percorso

Quando le onde elettromagnetiche si trovano a viaggiare nello spazio, l'intensità di campo che le contraddistingue diminuisce via via che aumenta la distanza della sorgente.

Se per esempio, in un certo punto ad 1 km dalla sorgente l'intensità è di 100 mV per metro, a 2 km sarà 50 mV, a 100 km sarà 1 mV, e così via. Il rapporto fra l'intensità di segnale e la densità di potenza è infatti simile a quello esistente fra tensione e potenza nei circuiti normali. La densità di potenza varia con la radice quadrata dell'intensità di segnale, o viceversa col quadrato della distanza; in altre parole la diminuzione del segnale è provocata dal fatto che l'energia dell'onda si distribuisce, via via che si allontana dalla sorgente, su una sfera sempre più larga.

Tutto ciò vale in linea di principio; in pratica l'attenuazione dell'energia connessa all'onda elettromagnetica può essere anche nettamente superiore alla prevista legge dell'inverso della distanza: i motivi di ciò risiedono nel fatto che l'onda non viaggia nel vuoto bensì attraverso strati ionizzati che ne vengono messi in oscillazione e quindi ne assorbono energia, provvedendo a far ripiegare variamente il fascio di onde incidenti che possono così seguire la curvatura della terra, ma seguendo percorsi più lunghi.

Anomalie propagative

Riflessione sporadica dello strato E. Per particolari condizioni di irradiazione solare ed in occasione della formazione di "zone" di accumulo (ad opera di "venti" in alta atmosfera) di polveri metalliche, si possono attivare ionicamente lenti riflettenti corrispondenti alle quote di strato E. Questo fenomeno si manifesta per brevi periodi specialmente nella stagione estiva, e in corrispondenza di esso diventano possibili collegamenti a lunga distanza con basse potenze e (specialmente) in VHF, con risultati altrimenti non raggiungibili con normale propagazione.

Riflessioni aurorali. Nelle regioni polari, in corrispondenza di tempeste, e quindi di emissioni solari, si verificano combinazioni fra questi fenomeni ed il campo magnetico terrestre che possono provocare sia l'effetto visivo delle aurore boreali (o australi) sia intense perturbazioni elettromagnetiche che favoriscono la riflessione di onde radio verso zone della superficie terrestre altrimenti non raggiungibili a frequenze molto alte e con potenze molto basse.

Inversioni di temperatura. In presenza di particolari condizioni fisico/meteorologiche ed in zone particolari (segnatamente la superficie del mare), si viene spesso a creare una discontinuità nel normale andamento della temperatura, che tende a calare con la quota.

Quando si verifica questa inversione del normale gradiente termico, si può anche verificare, specialmente attivo per frequenze elevate, una sorta di "condotto d'onda" le cui superfici di discontinuità riflettono le onde radio incidenti portandole a compiere percorsi altrimenti non realizzabili.

Comportamento con la frequenza

Vediamo ora, in breve panoramica, qual è il comportamento propagativo delle onde radio, in funzione appunto delle variazioni più o meno regolari e cicliche nella ionizzazione degli strati interessati.

Le **onde lunghe** si propagano principalmente per onda di terra, ma già gli strati più bassi della ionosfera ne effettuano una certa riflessione, cosicché la ricezione delle stesse ne può essere in certa misura rafforzata.

Nelle **onde medie**, l'onda di terra subisce una notevole attenuazione con la distanza, motivo per il quale la zona di ricezione è limitata, qualora non sia presente la riflessione ionosferica. Infatti gli strati che riflettono queste frequenze sono di densità ed intensità opportuna solamente nelle ore serali e notturne; quindi normalmente solo in queste ore avviene la ricezione di stazione a onde medie lontane molte centinaia di km.

Le **onde corte** si propagano quasi esclusivamente per onda di spazio riflessa. Le loro modalità di propagazione risentono quindi molto della frequenza, dell'orario, delle stagioni dell'anno e dell'attività solare; ciò perché proprio da tali fattori dipende la densità, l'altezza e la presenza degli strati ionizzati. In linea di massima, sotto i 10 MHz si possono effettuare collegamenti fino a poche migliaia di km a tutte le ore del giorno; attorno ai 15 MHz si possono collegare stazioni fino agli antipodi specie nei periodi estivi e nelle ore serali.

Sopra i 20 MHz, ed in particolare verso i 30, la propagazione a lunga distanza avviene prevalentemente in coincidenza con i periodi di massima attività solare ed in genere durante la giornata.

Per quanto riguarda le cosiddette **onde metriche**, cioè al crescere della frequenza oltre le onde corte, tutti gli strati ionizzati della ionosfera diventano di norma trasparenti per le radioonde cosicché oltre i 50 MHz da parte di essa non si ha più alcuna sostanziale riflessione. Dunque per tali frequenze si può fare normalmente affidamento solo sulla portata ottica. Tuttavia, e in particolare nelle stagioni molto calde e serene, è possibile la ricezione oltre tale portata; un primo motivo di ciò è dovuto non già alla ionosfera, che sappiamo non intervenire più nella propagazione delle onde metriche, bensì alla curvatura che subiscono le onde a frequenza fin verso i 400 ÷ 500 MHz passando, nell'atmosfera, attraverso strati di aria aventi diversa densità e grado di umidità. Questo fatto determina sulle radioonde un fenomeno analogo alla diffrazione ottica, che consiste cioè nella deviazione del tragitto delle onde luminose che lambiscono un ostacolo opaco. Sono così possibili comunicazioni spesso di molte centinaia di km, ed eccezionalmente anche di qualche migliaio.

Un altro importante motivo di superamento (e anche notevole) della portata ottica risiede nella presenza, invero piuttosto frequente, di modi non convenzionali di propagazione che, specie nella gamma VHF, consentono collegamenti di migliaia di km. I fenomeni che producono questi modi non comuni di propagazione riguardano il campo della fisica e meteorologia delle alte quote, ed in sintesi consistono nella formazione di strati riflettenti anomali, ma particolarmente efficienti proprio a queste frequenze per le quali gli strati normali della ionosfera risultano trasparenti (tipicamente, strato E sporadico).

Esaminiamo infine, in modo sintetico ma specifico, le modalità della radiopropagazione riferite alle singole bande concesse in uso ai radioamatori nel settore MF/HF.

- 1,8 MHz (160 m). Risente fortemente dell'assorbimento diurno dello strato D, talché l'uso primario di tale banda è notturno, quando lo strato D è sostanzialmente dissolto, e sono possibili collegamenti su diverse migliaia di chilometri. Durante il giorno invece le possibilità sono limitate a pochissime centinaia di km. Un altro fattore di cui tener conto per questa banda è il forte rumore atmosferico, specie in estate (temporali).

- 3,5 MHz (80 m). La situazione assomiglia a quella precedente, però in meglio, nel senso che i collegamenti diurni possono effettuarsi a più lunga distanza, ed il disturbo atmosferico è più ridotto.

- 7 MHz (40 m). É la banda più bassa a sfruttare la propagazione per riflessione ionosferica, talché di giorno si possono raggiungere collegamenti verso i 1000 km, mentre di notte vi si può collegare praticamente tutto il mondo. Il rumore atmosferico vi è di una qualche entità solo nei mesi estivi.

- 14 MHz (20 m). É la principale per i collegamenti a lunga distanza sia di giorno che di notte, specie durante i periodi di buona attività solare. Il rumore atmosferico è di scarso rilievo e risente solo in parte del ciclo solare undecennale.

- 21 MHz (15 m). Questa banda ha un comportamento abbastanza somigliante a quello dei 20 m, presentando però fluttuazioni molto più nette al cambiare dell'attività solare. Infatti solo nei periodi di massima del ciclo l'apertura può esistere per buona parte delle 24 ore, mentre mediamente prevale l'attività diurna, che risulti molto ridotta nei minimi del ciclo.

- 28 MHz (10 m). É la banda che soffre maggiormente della scarsa attività solare, risultando quindi sfruttabile solo nei periodi di alto numero di macchie e prevalentemente nelle ore diurne, mentre nei periodi di minimo appare pressoché completamente chiusa. Consente tuttavia collegamenti molto facili anche con modeste potenze, sia per le tipiche modalità di propagazione sia per l'ormai inesistente rumore atmosferico.

Bande intermedie. Per quanto concerne le bande concesse ai radioamatori in occasione dell'ultima Conferenza Mondiale Amministrativa, e cioè 10, 18 e 24 MHz, si può molto semplicemente affermare che le modalità di propagazione sono una via di mezzo fra le bande più classiche ora elencate, risentendo contemporaneamente e parzialmente delle caratteristiche di quella immediatamente inferiore e superiore.

Appendice 8: MISURE ELETTRONICHE

A stretto rigore, in questa amplissima categoria sono comprese tutte quelle apparecchiature di misura in cui sono presenti elementi attivi (tubi o semiconduttori che siano), con circuiti atti ad elaborare variamente i segnali da misurare prima di presentarli ad un classico strumento ad indice o ad un qualunque tipo di visualizzatore digitale. Verranno qui inseriti alcuni tipi di strumenti che, pur estremamente semplici dal punto di vista elettronico, cadono però nel settore tipico delle misure a RF.

Riflettometri (o R.O.S. metri)

Nella misura del R.O.S. (rapporto di onda stazionaria) si sfrutta il fatto che la tensione sulla linea di trasmissione si manifesta secondo due componenti che viaggiano in direzioni opposte; la potenza che va dal trasmettitore al carico è rappresentata dalla tensione cosiddetta "incidente" o "diretta", mentre la potenza rinviata dal carico è rappresentata dalla tensione riflessa.

Per realizzare una *riflettometro* (*o R.O.S. - metro*) basta allora un breve tratto di linea di trasmissione coassiale (posto in serie alla linea di trasmissione vera e propria), cui sono applicati due voltmetri a RF. Un voltmetro legge la componente di tensione incidente lungo la linea, e l'altro legge la componente riflessa.

L'ampiezza del rapporto di onde stazionarie sulla linea di trasmissione è allora il rapporto tra la componente diretta e quella riflessa.

In genere, nelle più semplici versioni di questo strumento, anziché un doppio voltmetro, si fa uso di un singolo strumento indicatore, che viene commutato sull'una o sull'altra delle due tensioni relative alla componente diretta o inversa, rettificate dai diodi opportunamente inseriti.

Ondametro e G.D.M.

L'ondametro ad assorbimento ha costituito per lungo tempo un diffusissimo sistema per misure di frequenza tutt'altro che precise ma ottenibili in modo semplice ed economico.

Si tratta unicamente di circuiti risonanti calibrati, dotati cioè di una specifica scala di taratura in frequenza e di un qualche sistema (piccola lampada o microamperometro in c.a.) per indicare quando l'assorbimento di energia dal circuito sotto misura è al massimo, cioè la frequenza misurata coincide con quella di calibrazione.

Il *G.D.M.*, termine il cui moderno significato è gate dip meter (cioè indicatore del picco negativo sul gate), sostanzialmente è né più né meno che un *ondametro attivo.*

Indicato anche col nome di "dip oscillator", consiste in un oscillatore variabile calibrato in frequenza, in grado di misurare la frequenza alla quale è sintonizzato un circuito, senza bisogno di applicare allo stesso alcuna sorgente di energia. Tale strumento può essere usato anche per un buon numero di altre misure: la sua precisione è tuttavia grossolana.

Voltmetri elettronici

Anticamente realizzato a valvole, mentre ora lo è normalmente a FET, si tratta di un tipo di strumento per misure di tensione, la cui precipua caratteristica è costituita dall'elevatissima impedenza d'ingresso; ciò consente di poter applicare questo strumento anche su punti ad alta impedenza, senza caricarli in modo da falsare la lettura ottenuta.

La costituzione tipo dello strumento si basa in genere su un circuito a ponte, in cui almeno uno dei rami (ma più spesso due, per ragioni di bilanciamento) è costituito da un componente attivo, appunto valvola o transistore. Il classico valore dell'impedenza d'ingresso, praticamente tutta resistiva, è 10 MΩ (quella del partitore resistivo), ma si può ottenere anche molto di più.

Questo elevato valore consente di applicare all'ingresso un rettificatore a valore di picco (in genere, un semplice diodo) atto a funzionare in corrente alternata fino alla gamma delle VHF, così da ottenere contemporaneamente e facilmente un voltmetro per c.c. e per c.a.

L'oscilloscopio

Nonostante non si tratti di strumento specificamente connesso al campo delle telecomunicazioni, e si tratti invece di apparecchiatura la cui complessità costruttiva esula dall'impostazione

di questo testo, pur tuttavia la sua diffusione ed il suo impiego generalizzato in tutti i settori dell'elettronica e della radiotecnica fanno sì che non ne possa ignorare l'utilizzo e l'impostazione circuitale di massima. Ecco quindi un breve cenno sul suo funzionamento e costituzione.

L'*oscilloscopio a raggi catodici* è uno strumento che consente l'esame visivo dei più svariati fenomeni elettrici che spaziano dalla corrente continua finanche a qualche migliaio di MHz.

Si possono osservare variazioni istantanee di tensione, corrente e fase la cui durata sia sufficiente a produrre un segnale che possa impressionare il nostro occhio; meglio, si può esaminare una qualsiasi variabile (naturalmente, entro i limiti di sensibilità e di frequenza dello strumento) che possa essere convertita in un potenziale elettrico.

A grandi blocchi, esso può considerarsi costituito da:

- un amplificatore "verticale", che serve ad elevare il segnale vero e proprio da visualizzare, portandolo a livelli necessari a provocare un'immagine di ampiezza sufficiente;
- un amplificatore orizzontale (spesso identico al verticale), che serve a portare ai livelli sufficienti o segnali esterni di comando oppure quelli provenienti da:
- il generatore di base-tempi, che fa muovere il punto luminoso che traccia l'immagine sullo schermo con cadenza costante, così da rendere visibile persistentemente il segnale d'ingresso nella sua legge di variazione dell'ampiezza nel tempo;
- il tubo a raggi catodici, con relativi organi di controllo della traccia;
- l'alimentatore per le varie tensioni di circuito.

Occupiamoci ora del tubo a raggi catodici.

Si tratta di una versione particolare di tubo elettronico, o a vuoto, congegnato in modo da produrre, su una sua faccia estrema (lo schermo), un'immagine luminosa funzione delle tensioni applicate ad opportuni elettrodi.

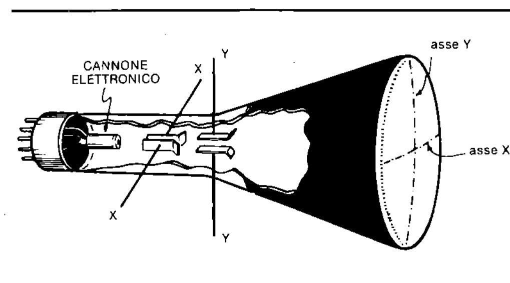
Strutturalmente parlando, la produzione dell'immagine si verifica per la presenza dei seguenti elettrodi, o parti interne: c'è un *cannone elettronico* che produce un fascio guidato di elettroni; c'è una griglia che controlla l'intensità di questo canale; ci sono elettrodi di accelerazione e focalizzazione del fascio in un pennello puntiforme; c'è poi un qualche sistema per provocare la deflessione del fascio di elettroni secondo l'andamento del segnale elettrico da visualizzare; c'è infine uno schermo luminescente per convertire il pennello di elettroni che lo colpisce in traccia luminosa e quindi visibile.

Una prima possibile differenza fra tipi di tubi a raggi catodici risiede nel sistema impiegato per focalizzare il fascio elettronico; esso infatti può essere fatto convergere in una zona puntiforme, e cioè focalizzato, sia elettrostaticamente (con *anodi* interni) sia magneticamente (con magneti esterni), in quanto sappiamo che un elettrone può essere influenzato nel suo percorso sia da un campo elettrico che da un campo magnetico.

Lo stesso discorso fatto per il sistema di focalizzazione vale anche per la deflessione del pennello elettronico: per realizzare la *deflessione elettrostatica*, sono inserite, entro il tubo, due coppie di placchette, ad angolo retto una coppia rispetto all'altra; per la *deflessione magnetica*, sono usate due coppie di bobine montate radialmente sul collo del tubo.

Un'ultima precisazione a proposito dei dati operativi dei tubi a raggi catodici riguarda le tensioni da applicarsi ai vari elettrodi (griglie ed anodi); per ottenere azioni degne di nota su un fascio di elettroni a distanze anche di qualche cm, occorre che questi elettrodi siano polarizzati con tensioni (in certi casi positive, in certi casi negative) di molte centinaia o anche di qualche migliaio di V.

Fig. 3-43 - Tubo a raggi catodici con deflessione elettrostatica.



L'analizzatore di spettro

Sappiamo che l'oscilloscopio serve per l'osservazione di segnali elettrici nella loro evoluzione nel tempo, fornisce cioè una rappresentazione grafica dell'ampiezza in funzione del tempo; ed abbiamo fin qui visto rappresentazioni di questo tipo. Abbiamo anche incontrato dei casi in cui interessava esaminare la costituzione dei segnali in funzione della loro frequenza (tipicamen-

te, nel capitolo della modulazione), quindi una visualizzazione del genere non può essere fornita da un oscilloscopio, ma da una sua versione più complessa che ha appunto la funzione di permetterci di osservare i vari contributi che sono presenti in corrispondenza delle varie frequenze di cui un segnale è la combinazione.

Lo strumento che permette ciò è appunto l'analizzatore di spettro, sostanzialmente costituito, si potrebbe dire, dall'accoppiamento di un ricevitore (piuttosto sofisticato) e di un oscilloscopio, la cui complessità non ci permette di approfondirne lo studio. Ci basti sapere che sullo schermo, lo strumento ci consente di vedere, con sensibilità anche elevatissima, tutti i segnali presenti entro uno spettro di frequenze variabili da pochi kHz a molte centinaia o migliaia di MHz.

Strumenti digitali

In un numero molto elevato di applicazioni, lo strumento ad indice può essere sostituito (in genere, con vantaggio) da indicatori numerici luminosi, o display digitali; essi fanno cioè uso di dispositivi elettroluminescenti variamente posizionati e pilotati in modo da comporre numeri o lettere. Questo tipo di display, e la relativa circuiteria di comando, appartiene a quella branca importantissima dell'elettronica che va sotto il nome di *logica digitale*. In effetti, al giorno d'oggi uno dei sistemi più accurati e diffusi per misure di frequenze è il contatore digitale, esattamente come lo è il voltmetro/amperometro/ohmmetro digitale per le misure di tensione, corrente e resistenza. In ambedue gli esempi citati, l'apparecchio di misura visualizza direttamente i valori di frequenza, tensione o altra grandezza applicati al suo ingresso.

L'ampia diffusione di questi strumenti è dovuto alla disponibilità di circuiti integrati estremamente complessi che svolgono buona parte delle varie funzioni, specie le più delicate, all'interno della loro complessa struttura circuitale.

Occorre però prendere atto che questo settore particolare dell'elettronica, appunto per l'importanza da esso assunta negli ultimi anni, richiede e giustifica da solo una trattazione estremamente ampia, sia nell'aspetto elettronico vero e proprio, sia nella notevole mole di connotazioni algebriche di base.

Tutto ciò costituisce un impiego troppo gravoso per questo tipo di pubblicazione, sia sotto l'aspetto qualitativo che quantitativo, quindi non possiamo che rimandare a testi specifici coloro che intendessero approfondirne lo studio.

Ci limitiamo qui a dare un cenno ad uno strumento particolarmente pertinente all'attività radiantistica, cioè il *frequenzimetro elettronico* ovvero il *contatore di frequenza.*

Si tratta di strumenti elettronici che, avvalendosi delle tecniche digitali, consentono di effettuare la misura diretta dei valori di frequenza, anche su ampie gamme, di segnali di vario tipo; l'indicazione dei valori misurati avviene con visualizzazione in forma numerica su opportuni display.

PROTEZIONE ELETTRICA

I *sistemi di alimentazione* degli apparati radioelettrici costituenti le stazioni radioamatoriali (vale a dire la normale rete di distribuzione di energia) devono essere realizzati in modo da rispondere alle norme previste per tali impianti, alla protezione contro i contatti che possono avvenire accidentalmente ed in particolare alle norme di messa a terra.

Sia negli apparati costituenti le stazioni di radioamatore sia nella strumentazione di corredo sono spesso presenti *elevati valori di tensione*, e questo vale particolarmente per gli stadi finali di potenza a RF e sui relativi circuiti di alimentazione. Devono quindi essere messe in atto accurate misure di protezione sia per le cosiddette "scosse elettriche" sia per le ustioni che parimenti ne possono nascere.

Altro aspetto particolarmente pericoloso è quello della "fulminazione". I *fulmini* sono fenomeni atmosferici intensissimi che si manifestano con conseguenze particolarmente pericolose come fortissime scariche elettriche fra nuvole temporalesche e la Terra; le tensioni in ballo sono elevatissime e le correnti che ne conseguono, che sono cioè presenti all'interno della scarica elettrica, possono raggiungere intensità anche ben superiore a migliaia di ampere.

É evidente che contro valori così rilevanti sia di tensione che di corrente, occorre avvalersi di dispositivi di protezione particolarmente curati ed efficaci, cominciando da una adeguata messa a terra dell'impianto d'antenna, e con essa, della struttura di stazione; una ulteriore garanzia di protezione consisterebbe nell'installazione di una adeguata schermatura, sotto forma di "gabbia di Faraday", anche se questa protezione è di difficile realizzazione.

Appendice 9: DISTURBI E PROTEZIONI

Interferenze ad altri apparati

Telefoni, organi elettronici, apparecchi radio o TV, apparati stereo o casalinghi per intercomunicazione possono essere soggetti ad interferenze da radio-trasmettitori che siano nelle vicinanze; quando ciò accade, il dispositivo disturbato (qualunque esso sia) sta funzionando come fosse un radioricevitore.

Per eliminare questi tipi di interferenze può servire un'appropriata schermatura o un adatto filtraggio; comunque un intervento sull'apparato soggetto ad interferenze può indicare ad un qualunque servizio tecnico specializzato come determinare come e perché si sta verificando l'interferenza dal segnale "colpevole".

Un breve riepilogo degli effetti più comuni può facilitare la ricerca delle cause di disturbi degli (e sugli) apparati elettronici.

Cause e tipi di disturbi

L'*intensità di campo* emessa dall'antenna, funzione della potenza del trasmettitore e del guadagno dell'antenna stessa, quando è particolarmente elevata ed in prossimità del sistema radiante, può assumere valori tanto elevati da superare i valori limite tollerati delle apparecchiature circostanti per il loro regolare funzionamento; per questo non dimentichiamo che il valore del campo irradiato decresce con l'aumentare della distanza dal punto di irradiazione, e ciò avviene col quadrato di tale distanza.

In presenza di campi elettromagnetici particolarmente forti, gli apparati più sensibili possono demodulare, nonché amplificare, il segnale a RF, e comunque può verificarsi *rivelazione direttamente nei circuiti audio*; adeguata schermatura e filtraggio possono ovviare a questi inconvenienti.

Irradiazioni parassite e armoniche possono altresì essere presenti nel segnale irradiato da un trasmettitore; tali spurie sono imputabili ad inadeguato funzionamento, o comunque realizzazione, degli stadi generatori, dei mixer o degli amplificatori (specie di potenza) dell'apparato trasmittente.

Gli effetti indesiderati sull'apparecchiatura soggetta ai suddetti disturbi possono essere inquadrati nell'ampia casistica della compatibilità elettromagnetica (o EMC), ed essere attribuiti:
all'*irraggiamento diretto,* ovvero alla formazione di forti campi elettromagnetici (come esaminato poc'anzi);
all'*ingresso del lato antenna*, cioè (tipicamente) sulla linea di trasmissione tra apparecchio ricetrasmittente e sistema d'antenna, su cui vengono indotti i più forti segnali di disturbi;
all'ingresso su *altre linee di connessione*, tipicamente cavi di alimentazione dell'energia elettrica o fra le varie apparecchiature costituenti una stazione ricevente.

Le misure di protezione che vanno messe in atto per eliminare (o quantomeno per ridurre il più possibile) i citati tipi di disturbi possono essere:
il filtraggio, ottenibile interponendo appositi circuiti LC (opportunamente risonanti) lungo le linee di segnale e di alimentazione;
il disaccoppiamento, ottenuto interponendo lungo le linee opportuni dispositivi che separino tra di loro le linee di alimentazione da quella di segnale;
la schermatura, provvedendo all'effettuazione di opportune schermature che proteggano i circuiti più semplici da eventuali campi elettromagnetici presenti, o comunque adottando cavi di collegamento fra i vari circuiti o unità costituenti gli apparecchi che siano di tipo schermato.

Appendice 10: ELEMENTI DI MATEMATICA

FRAZIONI

A stretto rigore, si chiamano *frazioni* tutte le quantità più piccole di 1.

Una generica frazione si indica tipicamente con:

$$\frac{a}{b}$$

Il numero sopra la riga (in questo caso, *a*) si chiama *numeratore*; quello sotto la riga (in questo caso, *b*) si chiama *denominatore*.

Quando a < b (è il caso della definizione di partenza), la frazione si dice *propria*; per esempio:

$$\frac{3}{4}, \quad \frac{6}{7}, \quad \frac{1}{5}$$

Quando a > b, la frazione si dice *impropria*; essa infatti può essere ridotta ad un numero intero più una frazione propria; per esempio:

$$\frac{3}{2}=1+\frac{1}{2}, \quad \frac{7}{4}=1+\frac{3}{4}, \quad \frac{10}{3}=3+\frac{1}{3}$$

In quei casi in cui il denominatore è uguale a 10, 100, 1000 e così via, la frazione si chiama *decimale*, e si indica in genere non più come rapporto fra due numeri, bensì con 0,...

Per esempio:

$$\frac{2}{10}=0{,}2; \quad \frac{52}{100}=0{,}52; \quad \frac{8}{1000}=0{,}008$$

Qui ci occuperemo del tipo più convenzionale di frazioni; esamineremo quindi le quattro operazioni fondamentali, le quali si eseguono nei modi che andiamo ora a studiare in dettaglio.

Somma e sottrazione

Per sommare e sottrarre frazioni fra di loro, i denominatori devono essere, o diventare uguali; si dice infatti che tali frazioni devono essere ridotte a denominatore comune.

Riferendoci al caso più semplice, e cioè di due frazioni, ciò si ottiene moltiplicando sia il numeratore che il denominatore della prima per il denominatore della seconda; contemporaneamente, si moltiplica numeratore e denominatore della seconda per il denominatore della prima.

Tutto ciò, in effetti, torna più complicato a dirsi che a farsi; se per esempio, abbiamo da sommare $\frac{1}{2}$ e $\frac{3}{4}$ fra di loro, si moltiplicherà la prima per 4 e la seconda per 2, così da ridurle a denominatore comune; ora si sommano semplicemente i numeratori, ed il risultato è raggiunto.

Esempio:

$$\frac{1}{2}+\frac{3}{4}=\frac{1\times 4}{2\times 4}+\frac{3\times 2}{4\times 2}=$$

$$\frac{4}{8}+\frac{6}{8}=\frac{4+6}{8}=\frac{10}{8}=\frac{5}{4}$$

Analogo sistema si applica per la sottrazione:

$$\frac{3}{4}-\frac{2}{5}=\frac{3\times 5}{4\times 5}-\frac{2\times 4}{5\times 4}=\frac{15}{20}-\frac{8}{20}=\frac{7}{20}$$

Se si tratta di sommare o sottrarre un numero intero ed una frazione, la tecnica è analoga: occorre ridurre a frazione anche il numero intero, e ciò si ottiene moltiplicandolo e dividendolo per il denominatore della frazione vera e propria.

Per la somma:

$$2+\frac{3}{7}=\frac{2\times 7}{7}+\frac{3}{7}=\frac{14}{7}+\frac{3}{7}=\frac{17}{7}$$

Per la differenza:

$$3-\frac{2}{5}=\frac{3\times 5}{5}-\frac{2}{5}=\frac{15}{5}-\frac{2}{5}=\frac{13}{5}$$

Moltiplicazione

Per moltiplicare due (o più) frazioni, se ne moltiplicano semplicemente fra di loro i numeratori ed i denominatori, come nell'esempio:

$$\frac{2}{7}\times\frac{3}{5}=\frac{2\times 3}{7\times 5}=\frac{6}{35}$$

$$\frac{3}{50} \times \frac{2}{30} = \frac{3 \times 2}{50 \times 30} = \frac{6}{1500} = \frac{2}{500}$$

Se si tratta di moltiplicare una frazione per un numero intero, basta moltiplicare il numero intero per il numeratore della frazione:

$$4 \times \frac{2}{3} = \frac{4}{1} \times \frac{2}{3} = \frac{4 \times 2}{1 \times 3} = \frac{8}{3}$$

Divisione

Il sistema più semplice per dividere fra di loro due frazioni è quello di moltiplicare una per l'inverso dell'altra, ricadendo così nelle modalità di calcolo viste nel paragrafo precedente.

Allora:

$$\frac{2}{5} : \frac{3}{4} = \frac{2}{5} \times \frac{4}{3} = \frac{8}{15}$$

Analogamente:

$$\frac{3}{7} : 5 = \frac{3}{7} \times \frac{1}{5} = \frac{3}{35}$$

Potenze

Quando si deve moltiplicare un numero per se stesso, si dice che esso viene *elevato al quadrato,* o alla *seconda potenza.*

Più in generale, quando un numero deve essere moltiplicato per se stesso un certo numero di volte, si dice che esso viene elevato a potenza; il numero di volte di cui un numero deve essere moltiplicato per se stesso si indica come *ordine* della potenza.

La notazione convenzionale di questa operazione prevede che l'ordine di potenza cui un numero va elevato sia indicato da un piccolo numero scritto come apice in alto a destra; questo numero si chiama esponente.

Per esempio:

3 al quadrato = $3^2 = 3 \times 3 = 9$

2 alla quinta (potenza) = $2^5 =$

$= 2 \times 2 \times 2 \times 2 \times 2 = 32$

Gli elevamenti a potenza dello stesso numero si possono moltiplicare o dividere fra loro sommando o sottraendo gli esponenti.

Per esempio:

$$3^2 + 3^4 = 3^{(2+4)} = 3^6 = 729$$

$$10^3 \times 10^2 = 10^{(3+2)} = 10^5 = 100.000$$

$$10^9 : 10^6 = 10^9 \times 10^{-6} = 10^{(9-6)} = 10^3 = 1000$$

Per quest'ultima operazione richiamiamo quanto detto a proposito della divisione di due frazioni, ricordando che l'inverso di una potenza si rappresenta con l'esponente di segno cambiato:

$$\frac{1}{10^6} = 10^{-6}$$

Conviene a questo punto raggruppare alcune regole particolari, a semplice scopo di promemoria:

- qualsiasi numero elevato a potenza 1 è uguale a se stesso;
- qualsiasi numero elevato a potenza 0 è uguale ad 1;
- qualsiasi numero elevato a potenza negativa è uguale all'inverso di quel numero elevato alla stessa potenza positiva.

RADICE QUADRATA

A volte, è necessario eseguire anche l'operazione inversa a quella di elevazione a potenza; questo procedimento si indica come *estrazione di radice.*

Per esempio, può essere necessario trovare quel numero che, moltiplicato per se stesso, da come prodotto 25; si indica allora:

$$\sqrt{25} = 5$$

e si dice che la radice (quadrata) di 25 è 5.

Quando il segno grafico di radice non porta alcun apice sopra la parte a V, è sottinteso che si tratta di radice quadrata; esso cioè sta a rappresentare l'inverso dell'elevazione a potenza a 2.

Purtroppo però l'estrazione di radice (quadrata, cubica, ecc.) è immediata, e di tipo mnemonico, solo quando si tratta di numeri bassi ed interi: per tutti gli altri casi, occorre mettere in atto un procedimento di calcolo troppo laborioso per le necessità di questa trattazione; si rimanda quindi all'uso di una normale calcolatrice elettronica.

UN PO' DI ALGEBRA

Algebra è una parola che incute un certo rispetto, se non addirittura timore reverenziale, in chi non ha con essa la dimestichezza dell'uso frequente.

Ma a noi interessa solo la parte più elementare, alla quale possiamo quindi avvicinarci con tutta serenità.

Oltretutto, l'algebra non è una branca astrusa e separata della matematica, bensì è semplicemente una forma di *aritmetica generalizzata*, nella quale ai numeri sono sostituiti delle lettere dell'alfabeto, in modo che le formule così ottenute abbiano appunto validità generale.

Si tratta evidentemente di un sistema di comodo per far sì che certe formule si possano esprimere in forma generica, salvo sostituire in esse, alle lettere dell'alfabeto, i numeri che caso per caso si applicano alle singole esigenze.

Infatti, le leggi che governano i più comuni fenomeni e circuiti elettrici (e non solo questi, ovviamente) si prestano ottimamente ad essere rappresentate mediante notazioni letterali, le cui soluzioni costituiscono appunto delle *equazioni* (o formule) algebriche.

Prendiamo ad esempio la universalmente nota legge di Ohm.

Un particolare problema riguardante un singolo circuito (e solo quello) noi possiamo risolverlo sotto la normale forma di divisione o moltiplicazione di numeri ben precisi; ma un'impostazione generale che ci consenta la soluzione di tutti i possibili problemi di questo tipo richiede che ai numeri del caso singolo vengano sostituiti dei simboli di validità generale.

Una forma molto esplicita è quella di scrivere direttamente i nomi delle unità di misura coinvolte, usando queste come simboli piuttosto ovvii:

volt = ampere x ohm

Ma questa procedura, oltre che prolissa, in certi casi è tutt'altro che comoda; il sistema più semplice e rapido è quello di usare, appunto, dei simboli letterali, in genere già disponibili a rappresentare le grandezze coinvolte nella formula.

La formulazione ottimale (e completa) è quindi:

$$V = I \times R$$

dove:

V = tensione, in volt
I = corrente, in ampere
R = resistenza, in ohm.

In quei casi in cui l'espressione (o equazione, o formula) si riferisca a dei numeri generici, si usano (come già visto a proposito delle frazioni), le lettere **a**, **b**, ecc.

Quali che siano le lettere usate, in un'espressione algebrica che esprima una qualche legge fisica, ciascuna lettera rappresenta, come abbiamo visto, una quantità diversa caso per caso: per tale motivo la si chiama una *variabile*.

A volte, prima di tali quantità, vi può anche essere riportato un numero, fisso e costante, per il quale la variabile va moltiplicata; questo numero è indicato come *coefficiente*, e lo si rappresenta in genere con la lettera K.

I segni e le operazioni

Nell'aritmetica convenzionale, raramente si lavora con numero di segno negativo, a meno che non si abbia a che fare con una vera e propria sottrazione.

Nell'algebra invece, un numero può essere sia positivo che negativo; ed una situazione di questo genere non sembri accademica: una quantità negativa può realmente esistere.

Basti per esempio pensare ad una voce di un qualsiasi bilancio in uscita o ad un debito: si tratta certamente di cosa ben concreta, di un bene che ci è passato effettivamente per le mani, una nostra proprietà che ora è negativa.

Nel campo dell'elettricità o dell'elettronica, il risultato di un qualsiasi problema, e quindi di un qualsiasi caso pratico, può essere rappresentato da un numero negativo di volt o di ampere: ciò significa che la direzione della corrente che realmente percorre il nostro circuito è opposta alla direzione da noi precedentemente scelta come positiva.

Ora che, con questo breve cenno, abbiamo stabilito l'esistenza di quantità negative, vediamo come operare con tali quantità quando si tratta di sommarle, sottrarle, moltiplicarle o dividerle fra di loro, oppure con quantità positive.

Nell'**addizione**, un numero negativo aggiunto ad un numero positivo è come se ne venisse sottratto (restano due entità di segno opposto).

Per esempio, vogliamo sommare il numero -3 a 8; scriveremo allora:

$$8 + (-3) = 8 - 3 = 5$$

Per generalizzare il caso, esprimiamolo sotto forma di equazione algebrica, in modo da avere un'espressione di validità universale:

$$a + (-b) = a - b$$

Se il segno –, anziché precedere un singolo numero, variabile o coefficiente che sia, sta di fronte ad una espressione contenuta fra parentesi, esso ha l'effetto di invertire tutti i segni di ciascuno dei termini fra parentesi.

Per esempio:

$$-(a - b + c) = -a + b - c$$

Se in particolare abbiamo da sommare due numeri ambedue negativi, i valori si addizionano fermo restando il segno –.

Per esempio:

$$-10 - 8 = -18$$
$$-a - b = -(a + b)$$

In caso di *sottrazione*, i due segni meno diventano un più (due negazioni diventano un affermazione):

$$7 - (-5) = 7 + 5 = 12$$
$$a - (-b) = a + b$$

Per la **moltiplicazione**, quando i due fattori sono ambedue negativi, il prodotto diventa positivo (di nuovo, due negazioni diventano un'affermazione); quando uno solo (qualsiasi) dei due segni è negativo, anche il prodotto è negativo.

I quattro possibili casi sono qui elencati:

$$(+a) \times (+b) = +ab \qquad (+a) \times (-b) = -ab$$
$$(-a) \times (+b) = -ab \qquad (-a) \times (-b) = +ab$$

Poiché la **divisione** non è altro che l'inverso della moltiplicazione, regole perfettamente analoghe valgono anche per il segno del quoziente: quando sia dividendo che divisore hanno lo stesso segno (sia esso positivo o negativo), il quoziente è positivo; se essi hanno segni diversi (uno qualsiasi positivo e l'altro negativo), il quoziente sarà negativo.

La situazione si può così riepilogare:

$$\frac{+a}{+b} = +\frac{a}{b} \qquad \frac{+a}{-b} = -\frac{a}{b}$$

$$\frac{-a}{+b} = -\frac{a}{b} \qquad \frac{-a}{-b} = +\frac{a}{b}$$

Potenze e **radici** seguono ovviamente le stesse regole già viste.

Potenze pari di numeri negativi sono positive:

$$(-3)^2 = (-3) \times (-3) = +9$$

Potenze qualsiasi di numeri negativi sono negative:

$$(-2)^3 = (-2) \times (-2) \times (-2) = -8$$

Potenze qualsiasi di numeri positivi sono sempre positive.

Per questi motivi, la radice quadrata di un numero pari può essere sia un numero positivo che un numero negativo:

$$\sqrt{9} = (+3) \times (+3) \text{ oppure } = (-3) \times (-3)$$

Ancora un breve cenno ad una cosa che abbiamo dato per scontata: si tratta di una semplice notazione di comodo, secondo la quale: quando si devono moltiplicare due numeri fra di loro, il segno x può essere sostituito da un punto fra i due: quando si devono moltiplicare due lettere (variabili o costanti che siano), i singoli termini vengono semplicemente scritti affiancati, di seguito.

Per esempio:

$$7 \times 3 = 7 \cdot 3 \; (= 21)$$

$$a \times b = ab$$

$$a \times (b + c - d) = ab + ac - ad$$

L'ultima espressione è un ampliamento delle modalità già viste per la moltiplicazione: quando un termine va moltiplicato per un'espressione fra parentesi, il risultato è uguale alla somma (o differenza) dei singoli prodotti di detto termine moltiplicato per i singoli fattori entro parentesi.

Equazioni di primo grado

Alcune delle espressioni algebriche sin qui elencate nei vari esempi prendono il nome più specifico di *equazioni*; il termine si riferisce quindi ad una operazione algebrica espressa da un

gruppo di termini che eguaglia un altro gruppo di termini.

L'esempio più semplice e pertinente che possiamo fare è la "solita" legge di Ohm:

$$V = I \cdot R$$

Nel caso più generale, uno dei tre termini è incognito, e costituisce appunto la quantità da calcolare: è proprio la conoscenza degli altri due termini, sostituiti nell'equazione, che ce lo consente.

Possiamo scrivere questa formula secondo la notazione più generica e generale che già abbiamo esemplificato:

$$a = b \cdot c$$

Se allora conosciamo *b* e *c*, l'operazione per trovare *a* è già pronta.

Supponiamo invece di conoscere *a* e *c*, e quindi di dover trovare *b*; dobbiamo allora riarrangiare l'equazione in modo da mettere in evidenza, da solo, il termine *b*.

É quello che si dice: *risolvere l'equazione in b*.

Si tratta, in questo caso, di eseguire una semplice trasposizione, per effettuare la quale richiamiamo una altrettanto semplice regola: se due cose sono uguali fra di loro, esse lo saranno anche se si moltiplicano o dividono ambedue per lo stesso numero.

Allora, dividiamo ambedue i membri dell'equazione per *c:*

$$\frac{a}{c} = \frac{b \cdot c}{c}$$

I due *c* del secondo membro si elidono, cosicché resta in evidenza il termine:

$$b = \frac{a}{c}$$

Allora, se ci riferiamo di nuovo all'equazione di partenza: $a = bc$, la trasposizione consiste nello spostare *c* (in questo caso) a dividere *a*, dato che moltiplicava *b*.

Se interessasse ricavare *c*, allora stavolta è *b* che si sposta al divisore:

$$c = \frac{a}{b}$$

Un altro caso tipico, che stavolta risolviamo nella sua espressione specifica, può essere, per esempio, la formula della reattanza capacitiva:

$$X = \frac{1}{2\pi fC}$$

Intanto che si tratta di calcolare X, tutto va bene, in quanto la formula è già predisposta con X in evidenza.

Se c'è invece da trovare C (come spesso capita), l'operazione algebrica esatta consisterebbe nel moltiplicare ambedue i membri dell'equazione per C e dividerli per X; ma più semplicemente, applichiamo "per direttissima" la proprietà traspositiva incrociando X con C, e cioè portando quello che è sopra (al numeratore), in uno dei membri dell'uguaglianza, sotto (al denominatore) nell'altro membro.

Si ottiene subito:

$$C = \frac{1}{2\pi fX}$$

Il tipo di soluzioni sin qui rapidamente accennate è piuttosto semplice, trattandosi di esempi di equazioni di primo grado, nelle quali cioè i termini sono tutti senza elevazione a potenza (e cioè a potenza 1).

Può però presentarsi il caso in cui si ha a che fare con radici quadrate e termini a potenza 2, come la tipica equazione (corrispondente alla legge di Ohm in corrente alternata):

$$a = \sqrt{b^2 + c^2}$$

La maggior complicazione si verifica quando dobbiamo trovare uno dei termini sotto radice, e cioè *b* o *c*.

Anche qui però il rimedio è piuttosto semplice; basta elevare al quadrato tutti e due i termini: allora nel secondo scompare la radice, ed il primo si ritrova alla seconda potenza come gli altri fattori.

Si ottiene infatti:

$$(a)^2 = (\sqrt{b^2 + c^2})^2$$

da cui:

$$a^2 = b^2 + c^2$$

Ora, *b* o *c* si ottengono molto semplicemente da:

$$b^2 = a^2 - c^2 \qquad \text{da cui} \qquad b = \sqrt{a^2 - c^2}$$

$$c^2 = a^2 - b^2 \qquad \text{da cui} \qquad c = \sqrt{a^2 - b^2}$$

Riepilogo

Le regole fondamentali, più facili e ricorrenti, per la soluzione delle equazioni sono qui sotto sintetizzate ed elencate.

• La stessa quantità può essere aggiunta ad (o sottratta da) ambedue i termini dell'uguaglianza.

Es.: se $X + 3 = 5$, allora, togliendo o aggiungendo 2, è anche vero che:

$$X + 5 = 7; \qquad X + 1 = 3$$

• Un termine può essere spostato da un membro all'altro, a patto che il suo segno venga cambiato.

Es.: se $a = b$, allora si può anche scrivere:

$$a - b = 0$$

• I segni dell'equazione possono essere cambiati, però invertendoli tutti.

Es.: se $x - a = y - b$, allora si può anche scrivere:

$$a - x = b - y$$

• Ambedue i membri possono venir moltiplicati (o divisi) per una stessa quantità.

Es.: se $X - 7 = 5$, allora si può anche scrivere:

$$3X - 21 = 15$$

• Il reciproco di un membro è uguale al reciproco dell'altro.

Es.: se $X = a + b$, allora si può anche scrivere:

$$\frac{1}{X} = \frac{1}{a+b}$$

• Ambedue i membri possono essere elevati alla stessa potenza.

Es.: se $X = a - b$, allora si può anche scrivere:

$$X^3 = (a - b)^3$$

• Ambedue i membri possono essere messi sotto radice dallo stesso ordine.

Es.: se $X = a + b$, allora si può anche scrivere:

$$\sqrt{X} = \sqrt{a+b}$$

LA NOTAZIONE SCIENTIFICA

Il termine un po' roboante sta ad indicare quello che è semplicemente un sistema di comodo per rappresentare ed elaborare con maggiore rapidità un numero "affetto" da molti zeri.

In altre parole, quando un numero è troppo grande o troppo piccolo per essere scritto nella forma ordinaria, si usa un sistema di notazione che si basa sul numero 10 elevato a potenza negativa o positiva seconda che il numero da rappresentare sia maggiore o minore di 1; per esempio, nel caso di multipli di 10, dieci elevato alla n rappresenta un numero in cui 1 è seguito da n zeri.

Una breve tabellina in merito è la seguente:

numeri >1	**numeri <1**
$10^1 = 10$	$10^{-1} = 0{,}1$
$10^2 = 100$	$10^{-2} = 0{,}01$
$10^3 = 1.000$	$10^{-3} = 0{,}001$
$10^4 = 10.000$	$10^{-4} = 0{,}0001$
$10^5 = 100.000$	$10^{-5} = 0{,}00001$
$10^6 = 1.000.000$	$10^{-6} = 0{,}000001$
....	....

In altre parole il numero messo come apice di elevazione a potenza, indica quante volte si deve moltiplicare o dividere per 10, cioè quanti spostamenti di moltiplicatore o di virgola decimale si devono eseguire.

Per esempio, anziché scrivere: 144.280.000 si può rapidamente scrivere $144{,}28 \cdot 10^6$.

Analogamente, anziché: 0,000027 si può scrivere: $27 \cdot 10^{-6}$.

Oltre alla rapidità di scrittura, questo tipo di notazione si riflette anche sulla semplificazione dei calcoli, in quanto la parte relativa alla "notazione scientifica" si riduce a sommare o sottrarre gli apici dei 10.

Per esempio, 1.500.000 x 0,0003 diventa:

$$(1{,}5 \times 10^6) \times (3 \cdot 10^{-4}) = 4{,}5 \cdot 10^2 = 450$$

In altre parole, i calcoli si eseguono sui due tipi separati di cifre.

La stessa procedura si applica, ovviamente, a qualsiasi numero anche diverso dal 10.

Per esempio:

$$3^{-3} = \frac{1}{3^3} = \frac{1}{27}$$

LOGARITMI

Si dice *logaritmo* la potenza (o l'esponente) alla quale noi dobbiamo innalzare un certo numero per ottenere l'altro.

Allora se noi scriviamo che:

$$\log_a X = N$$

(si dice: il logaritmo, *in base a*, di X è uguale a N), significa che esiste una relazione base secondo la quale:

$$a^N = X$$

Facciamo un esempio numerico, che è sempre il più comprensibile:

Il $\log_2 8 = 3$ si può facilmente verificare in quanto:

$$2^3 = 2 \cdot 2 \cdot 2 = 8$$

Le base dei logaritmi

Il fatto che, nell'esempio precedente, si sia scelto il numero 2 come base di calcolo, è puramente arbitrario.

Certamente qualsiasi numero può essere usato come base, perciò esistono infiniti sistemi di logaritmi (salvo 1 e 0).

In pratica però, per ovvi motivi di necessità di standardizzazione, si adottano solamente due basi.

Quella più frequentemente usata è la base 10, ed il sistema relativo a questa base è quello del logaritmo *comune* (o decimale).

La seconda base usata è il numero e = 2,71828, ed il sistema è indicato come quello del logaritmo *naturale* (o neperiano).

Nel caso di logaritmo comune, in genere si trascura di scrivere la base; quindi la dicitura *log a* significa in effetti il logaritmo *in base 10* di a.

La notazione per il sistema naturale è invece: $\log_e a$ (talvolta anche: ln a).

Dalla definizione di logaritmo, viene molto semplice redarre una tabella per il logaritmo comune di 10 e di tutti i multipli e sottomultipli:

log 10	= $\log 10^1$	= 1
log 100	= $\log 10^2$	= 2
log 1.000	= $\log 10^3$	= 3
log 1	= $\log 10^0$	= 0
log 0,1	= $\log 10^{-1}$	= -1
log 0,01	= $\log 10^{-2}$	= -2
log 0,001	= $\log 10^{-3}$	= -3

Regole e proprietà dei logaritmi

Dagli esempi fatti con le tabelline ora citate, si possono ricavare alcune regole caratteristiche.

Il logaritmo di un qualsiasi numero fra 0 e +1 è negativo.

Il logaritmo di un qualsiasi numero maggiore di 1 è positivo.

Numeri negativi non possiedono logaritmo.

Le proprietà fondamentali riguardano le operazioni fra logaritmi, che in genere ne giustificano (per comodità) l'adozione.

Il logaritmo di un *prodotto* è uguale alla somma dei logaritmi dei due fattori:

$$\log ab = \log a + \log b$$

Analogamente, il logaritmo di un *quoziente* è la *differenza* fra i logaritmi dei due fattori:

$$\log \frac{a}{b} = \log a - \log b$$

Il logaritmo di un numero elevato a potenza è uguale al logaritmo del numero, moltiplicato per l'esponente:

$$\log a^n = n \cdot \log a$$

Analogamente, il logaritmo di una radice è uguale al logaritmo del numero diviso per l'indice di radice:

$$\log \sqrt[2]{a} = \frac{1}{2} \log a$$

Anche in questo caso, per i calcoli numerici effettivi, essendo inoltre necessario disporre di opportune "tavole" di valori, si rimanda all'uso della calcolatrice.

ELEMENTI DI TRIGONOMETRIA

Il termine indica semplicemente la scienza del misurare i triangoli, e noi ne studieremo solo alcuni elementi indispensabili.

In effetti, ad una prima occhiata, i triangoli sembrano avere ben poco a che fare con i fenomeni elettrici, ma non è così: specialmente nel settore delle correnti alternate, le grandezze coinvolte seguono leggi equivalenti a quelle della trigonometria, anche se qui non avremo bisogno di approfondire tanto l'argomento.

Già sappiamo che gli angoli si misurano in *gradi*, oppure in *radianti*.

Un cerchio è diviso in 360 gradi (si scrive 360°), ogni grado in 60 minuti primi (si scrive 60'), ed ogni minuto primo in 60 secondi (si scrive 60").

Dividendo un cerchio con due linee perpendicolari passanti per il centro, il cerchio risulta diviso in 4 quadranti, e gli angoli compresi fra due raggi contigui sono di 90°, e si indicano col nome di *angolo retto*.

Se invece prendiamo il raggio del cerchio e lo sovrapponiamo esattamente alla circonferenza, l'arco che ne viene coperto sottende un angolo che prende il nome di *radiante*.

Così distesi sulla circonferenza, di diametri (uguali al doppio del raggio) ce ne stanno 3,14159, che è il numero che si indica con la lettera greca: π

Si possono quindi scrivere le relazioni fondamentali:

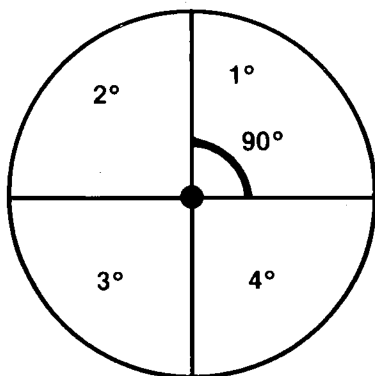
$$\pi = 3{,}14 \text{ (si usa abbreviato)}$$

$$\pi \text{ radianti} = 180°$$

$$\frac{\pi}{2} \text{ radianti} = 90°$$

Esistono rapporti dimensionali ben precisi fra le dimensioni dei lati e degli angoli di un triangolo: qui ci limiteremo, come già accennato, ai dati utili per la nostra trattazione.

Fig. 3-44 - Il cerchio è diviso in quattro quadrati da due diametri ad angolo retto.



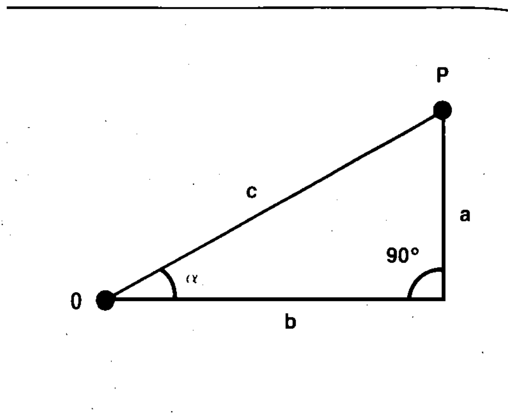


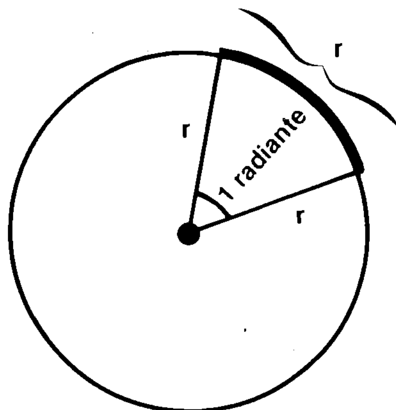
Fig. 3-45 - In un triangolo rettangolo i rapporti fra i vari lati possono esprimersi in funzione dell'angolo α

Riferiamoci al triangolo qui riportato, che possiamo ritenere inserito in un cerchio ove P è un punto della circonferenza, il lato indicato con *c (o ipotenusa)* è il raggio, e i due lati *a* e *b* sono le proiezioni del raggio sulla verticale e sulla orizzontale, e quindi perpendicolari fra di loro.

L'angolo relativo al punto 0, che sarebbe il centro del cerchio, lo indichiamo con la lettera α (alfa).

Le proporzioni fra i due lati del triangolo sono strettamente legate al valore dell'angolo α; esse si indicano in funzione di questo angolo, introducendo le nuove grandezze: seno e coseno, tangente e cotangente.

Fig. 3-46 - Un radiante è l'angolo il cui arco è esattamente uguale alla lunghezza di un raggio.



Le relazioni sono le seguenti:

$$\text{sen}\alpha = \frac{a}{c} \qquad \cos\alpha = \frac{b}{c}$$

$$\text{tang}\alpha = \frac{a}{b} \qquad \text{cotang}\alpha = \frac{b}{a}$$

Ecco quindi che le grandezze trigonometriche ora introdotte non rappresentano altro che i rapporti fra lati di un triangolo, i quali a loro volta possono rappresentare, nel nostro caso, delle grandezze elettriche.

Dalle formule sopra citate, si possono ricavare alcuni casi semplici.

Per esempio, il seno di un angolo compreso fra 0 e 90° ha valore compreso fra 0 e 1; infatti quando $\alpha = 0$, anche $a = 0$, e quindi sen $\alpha = \frac{0}{c} = 0$; quando $\alpha = 90°$, allora $b = 0$ e $c = a$, e quindi sen$\alpha = \frac{a}{c} = 1$.

Per il coseno, le cose sono esattamente l'opposto; quando $\alpha = 0$, essendo $a = 0$ e $b = c$, abbiamo cos $\alpha = \frac{b}{c} = 1$; quando $\alpha = 90°$, essendo b = 0, abbiamo cos $\alpha = \frac{0}{c} = 0$.

Per la tangente, la situazione è questa: quando $\alpha = 0$, e quindi $a = 0$, abbiamo tang $\alpha = \frac{0}{b} = 0$; quando $\alpha = 90°$, e quindi $b = 0$, avremo tang $\alpha = \frac{a}{0} = \infty$.

Quindi il valore della tangente di un angolo compreso fra 0 e 90° è compreso fra zero e infinito: per la cotangente, essendo la formula l'inverso della tangente, il valore sarà compreso fra infinito e zero.

[**N.B.** Quando si divide per un numero qualsiasi lo zero, il risultato che se ne ottiene non può che essere zero.

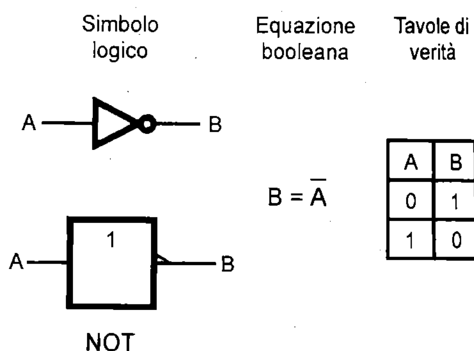
Viceversa, quando si divide un numero qualsiasi per zero, il risultato che si ottiene è ∞ (infinito); infatti dividendo un numero qualsiasi per una cifra infinitamente piccola, non si può che ottenerne un numero infinitamente grande].

L'ALGEBRA BOOLEANA

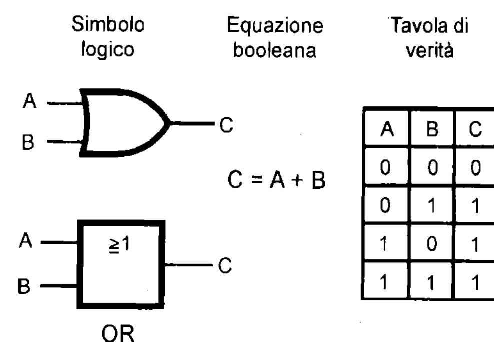
Poiché le porte logiche manipolano numeri binari, è opportuno una seppur veloce panoramica sull'algebra dei numeri binari.

L'*algebra di Boole* è il sistema matematico che serve per studiare il funzionamento dei circuiti digitali.

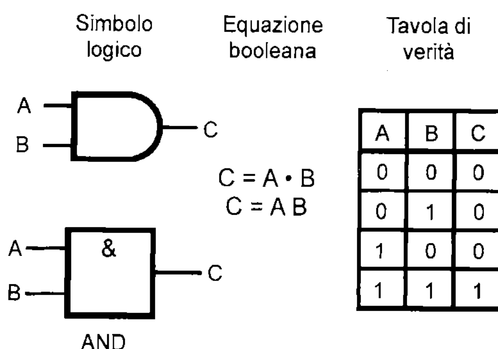
Fig. 3-47 - Porte logiche elementari.



A	B
0	1
1	0



A	B	C
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1



A	B	C
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

L'algebra convenzione si basa su un complesso di operazioni consistenti in: addizione, sottrazione, moltiplicazione e divisione, analogamente, l'algebra booleana si basa su una serie di operazioni indicate come funzioni logiche matematiche: NOT, AND e OR (specialmente in questi casi, la terminologia inglese è d'obbligo).

La funzione di questi tre operatori (nonché di alcuni altri, da essi derivati) può essere descritta o tramite un'equazione Booleana o attraverso una *tavola di verità*. L'equazione rappresenta gli ingressi e le operazioni su di essa eseguite (per esempio: C = A+B), mentre la tavola di verità descrive la funzione di un operatore elencando tutti i possibili ingressi e le corrispondenti uscite.

Ciascun operatore booleano ha associati anche due simboli grafici circuitali. In fig. 3-47 sono riportate le modalità di rappresentazione dei tre operatori fondamentali sopra citati.

Questi tre operatori logici fondamentali permettono di risolvere qualsiasi problema digitale, in quanto possono essere collegati fra di loro in modo da realizzare funzioni digitali più complesse.

SISTEMA INTERNAZIONALE DI MISURA

GRANDEZZE			UNITÁ DI MISURA (S.I.)	
lunghezza	ℓ	-	metro	m
massa	m	-	kilogrammo	kg
intervallo di tempo	t	-	secondo	s
intensità di corrente	I	-	ampere	A
frequenza	f	-	hertz	Hz
potenza	P	-	watt	W
temperatura	T	-	kelvin	K
	t	-	grado Celsius	°C
energia	W	-	joule	J
carica elettrica	Q	-	coulomb	C
potenziale o tensione elettrica	V (E)	-	volt	V
differenza di potenz.	V (E)	-		
forza elettromotrice	E	-		
intensità di campo elettrico	E	-	volt al metro	V/m
capacità elettrica	C	-	farad	F
densità di corrente	J	-	ampere al metro quadrato	A/m^2
intensità di campo magnetico	H	-	ampere al metro	A/m
induzione magnetica	B	-	tesla	T
flusso magnetico	Φ	-	weber	W
induttanza (propria o mutua)	L o M	-	henry	H
resistenza elettrica	R	-	ohm	Ω
resistività	ρ	-	ohm metro	Ω • m
conduttanza	G	-	siemens	S
impedenza	Z	-	ohm	Ω
reattanza	X	-	ohm	Ω
differenza di fase	φ	-	radiante	rad
potenza reattiva	(Q)	-	var	var
potenza apparente	(S)	-	voltampere	VA
quantità di elettricità	Q	-	ampere-ora	A-h

SIMBOLI MATEMATICI

- ≅ circa uguale a
- > maggiore di
- < minore di
- // parallelo a
- |n| valore assolto di n (cioè a prescindere dal segno)
- Δ variazione, incremento
- ≠ diverso da
- ≡ identico a
- π 3.14 (più precisamente: 3.14159265)
- ∞ infinito (numero infinitamente grande)

MULTIPLI E SOTTOMULTIPLI

I nomi dei multipli e sottomultipli delle unità di misura sono formati mediante i prefissi elencati in tabella.

Fattore per il quale l'unità va moltiplicata			Prefisso	Simbolo
1 000 000 000 000	=	10^{12}	tera	T
1 000 000 000	=	10^{9}	giga	G
1 000 000	=	10^{6}	mega	M
1 000	=	10^{3}	kilo	k
100	=	10^{2}	etto	h
10	=	10^{1}	deca	da
0.1	=	10^{-1}	deci	d
0•001	=	10^{-3}	milli	m
0•000 001	=	10^{-6}	micro	μ
0•000 000 001	=	10^{-9}	nano	n
0•000 000 000 001	=	10^{-12}	pico	p
0•000 000 000 000 001	=	1^{-15}	femto	f
0•000 000 000 000 000 001	=	10^{-18}	atto	a

ALFABETO GRECO

Maiuscole	Minuscole	Pronuncia
Α	α	alpha
Β	β	beta
Γ	γ	gamma
Δ	δ	delta
Ε	ε	epsilon
Ζ	ζ	zeta
Η	η	eta
Θ	θ	theta
Ι	ι	iota
Κ	κ	kappa
Λ	λ	lambda
Μ	μ	mu
Ν	ν	nu
Ξ	ξ	xi
Ο	ο	omicron
Π	π	pi
Ρ	ρ	rho
Σ	ς	sigma
Τ	τ	tau
Υ	υ	upsilon
Φ	φ	phi
Χ	χ	chi
Ψ	ψ	psi
Ω	ω	omega

SIMBOLI GRAFICI STANDARD	CONDEN-SATORE	CONDENS. VARIABILE	CONDENS. REGO-LABILE	CONDENS. ELETTRO-LITICO	CONDENS. ELETTRO-LITICO
BATTERIA	TENSIONE VARIABILE	RESI-STENZA	POTEN-ZIOMETRO	RESIST. VARIA BILE	FUSIBILI
ANTENNA	TERRA	MASSA o comune	INTERRUT-TORE	INDUT-TANZA	INDUTT. SU NUCLEO IN FERRITE
INDUTT. SU NUCLEO IN FERRO	INDUTT. REGOLA-BILE	INDUT-TANZA CON PRESE	TRASFORM. IN ARIA	TRASFORM. AD AC-CORDO VA-RIABILE	TRASFORM. SU NUCLEO FERRO MAGN.
LAMPADA	SCHERMO	CAVI SCHERMATI	AURICO-LARE	ALTO-PARLANTE	MICRO-FONO

DIODO ZENER	DIODO A SEMICON-DUTTORE	VARICAP	TRANSI-STORE PNP	TRANSI-STORE NPN	FET A CANALE N
FET A CANALE P	MOSFET A CANALE P	MOSFET A CANALE N	MOSFET A 2 GATE	AMPL. OPERA-ZIONALE	CRISTALLI
DIODO A GAS	DIODO A VUOTO	TRIODO	TRIODO A RISCALD. DIRETTO	TRIODO A RISCALD. INDIRETTO	PENTODO
PENTODO A PENDENZA VARIABILE	TETRODO	TETRODO A FASCIO	COMMUTA-TORE	GENE-RATORE	MOTORE ELETTRICO
TASTO CW	VOLTME-TRO	AMPE-ROMETRO	STRU-MENTO	C. ALTER-NATA	CORRENTE CONTINUA

4. Programma d'esame. Regolamenti e codici

Programma di esame per il conseguimento della patente di radioamatore

Allegato D (art. 3, comma 1)

*PARTE I^a^*

QUESTIONI RIGUARDANTI LA TECNICA, IL FUNZIONAMENTO E LA REGOLAMENTAZIONE

A. - Questioni di natura tecnica

1.- ELETTRICITÀ, ELETTROMAGNETISMO E RADIOTECNICA - TEORIA

1.1. - Conduttività
- Materiali conduttori, semiconduttori ed isolanti
- Corrente, tensione e resistenza
- Le unità di misura: ampere, volt e ohm
- La legge di Ohm
- Le leggi di Kirchhoff
- La potenza elettrica
- L'unità di misura: il watt
- L'energia elettrica
- La capacità di una batteria

1.2. - I generatori elettrici
- Generatore di tensione, forza elettromotrice (f.e.m.), corrente di corto circuito, resistenza interna e tensione di uscita
- Connessione di generatori di tensione in serie ed in parallelo

1.3. - Campo elettrico
- Intensità di campo elettrico
- L'unità di misura: volt/metro
- Schermatura contro i campi elettrici

1.4. - Campo magnetico
- Campo magnetico attorno ad un conduttore
- Schermatura contro i campi magnetici

1.5. - Campo elettromagnetico
- Le onde radio come onde elettromagnetiche
- Velocità di propagazione e relazione con la frequenza e la lunghezza d'onda
- Polarizzazione

1.6. - Segnali sinusoidali
- La rappresentazione grafica in funzione del tempo
- Valore istantaneo, valore efficace e valore medio
- Periodo
- Frequenza
- L'unità di misura: hertz
- Differenza di fase

1.7. - Segnali non sinusoidali
- Segnali di bassa frequenza
- Segnali audio
- Segnali rettangolari
- La rappresentazione grafica in funzione del tempo
- Componente di tensione continua, componente della frequenza fondamentale e armoniche

1.8. - Segnali modulati
- Modulazione di ampiezza
- Modulazione di ampiezza a banda laterale unica
- Modulazione di fase, modulazione di frequenza
- Deviazione di frequenza e indice di modulazione
- Portante, bande laterali e larghezza di banda
- Forme d'onda

1.9. - Potenza ed energia
- Potenza dei segnali sinusoidali
- Rapporti di potenza corrispondenti ai seguenti valori in dB: 0 dB, 3 dB, 6 dB, 10 dB e 20 dB (positivi e negativi)
- Rapporti di potenza ingresso/uscita in dB di amplificatori collegati in serie e/o attenuatori
- Adattamento (massimo trasferimento di potenza)
- Relazione tra potenza d'ingresso e potenza di uscita e rendimento
- Potenza di cresta della portante modulata

2.- COMPONENTI

2.1. - Resistore
- Resistenza
- L'unità di misura: l'ohm
- Caratteristiche corrente/tensione
- Potenza dissipata
- Coefficiente di temperatura positivo e negativo

2.2. - Condensatore
- Capacità
- L'unità di misura: il farad
- La relazione tra capacità, dimensioni e dielettrico (limitatamente agli aspetti qualitativi)
- La reattanza
- Sfasamento tra tensione e corrente
- Caratteristiche dei condensatori fissi e variabili: in aria, a mica, in plastica, ceramici ed elettrolitici
- Coefficiente di temperatura
- Corrente di fuga

2.3. - Induttori
- Bobine d'induzione
- L'unità di misura: l'henry
- L'effetto sull'induttanza del numero di spire, del diametro, della lunghezza e della composizione del nucleo (limitatamente agli aspetti qualitativi)
- La reattanza
- Sfasamento tra tensione e corrente
- Fattore di merito
- Effetto pelle
- Perdite nei materiali del nucleo

2.4. - Applicazione ed utilizzazione dei trasformatori
- Trasformatore ideali
- La relazione tra il rapporto del numero di spire e il rapporto delle tensioni, delle correnti e delle impedenze (limitatamente agli aspetti qualitativi)
- I trasformatori

2.5. - Diodo
- Utilizzazione ed applicazione dei diodi
- Diodi di raddrizzamento, diodi Zener, diodi LED, diodi a tensione variabile e a capacità variabile (VARICAP)
- Tensione inversa, corrente, potenza e temperatura

2.6. - Transistor
- Transistor PNP e NPN
- Fattore di amplificazione
- Transistor a effetto di campo
- I principali parametri del transistor ad effetto di campo
- Il transistor nel circuito:
- a emettitore comune
- a base comune
- a collettore comune
- Le impedenze d'ingresso e di uscita nei suddetti circuiti
- I metodi di polarizzazione

2.7. - Varie
- Dispositivo termoionico semplice (valvola)
- Circuiti numerici semplici

3.- CIRCUITI

3.1. - Combinazione dei componenti
- Circuiti in serie e in parallelo di resistori, bobine, condensatori, trasformatori e diodi
- Corrente e tensione nei circuiti
- Impedenza

3.2. - Filtri
- Filtri serie e parallelo
- Impedenze
- Frequenze caratteristiche
- Frequenza di risonanza
- Fattore di qualità di un circuito accordato
- Larghezza di banda
- Filtro passa banda
- Filtri passa basso, passa alto, passa banda e arresta banda composti da elementi passivi
- Risposta in frequenza
- Filtri a Pi greco e a T
- Cristallo a quarzo

3.3. - Alimentazione
- Circuiti di raddrizzamento a semionda e ad onda intera, raddrizzatori a ponte
- Circuiti di filtraggio
- Circuiti di stabilizzazione nell'alimentazione a bassa tensione

3.4. - Amplificatori
- Amplificatori a bassa frequenza e ad alta frequenza
- Fattore di amplificazione
- Caratteristica ampiezza/frequenza e larghezza di banda
- Classi di amplificatori A, A/B, B e C
- Armoniche (distorsioni non desiderate)

3.5. - Rivelatori
- Rivelatori di modulazione di ampiezza
- Rivelatori a diodi
- Rivelatori a prodotto
- Rivelatori di modulatori di frequenza
- Rivelatori a pendenza
- Discriminatore Foster-Seeley
- Rivelatori per la telegrafia e per la banda laterale unica

3.6. - Oscillatori
- Fattori che influiscono sulla frequenza e le condizioni di stabilità necessarie per l'oscillazione
- Oscillatore LC
- Oscillatore a quarzo, oscillatore su frequenze armoniche

3.7.- Circuiti ad aggancio di fase (PLL - Phase Lock Loop)
- Circuiti a PLL con circuito comparatore di fase

4.- RICEVITORI

4.1. - Tipi di ricevitore
- Ricevitore a supereterodina semplice e doppia

4.2. - Schemi a blocchi
- Ricevitore CW (A1A)
- Ricevitore AM (A3E)
- Ricevitore SSB per telefonia con portante soppressa (J3E)
- Ricevitore FM (F3E)

4.3. - Descrizione degli stadi seguenti (limitatamente agli schemi a blocchi)
- Amplificatori in alta frequenza
- Oscillatore fisso e variabile
- Miscelatore (Mixer)
- Amplificatore a frequenza intermedia
- Limitatore
- Rivelatore
- Oscillatore di battimento
- Calibratore a quarzo
- Amplificatore di bassa frequenza
- Controllo automatico di guadagno
- Misuratore di livello di segnale in ingresso (S-meter)
- Silenziatore (squelch)

4.4. - Caratteristiche dei ricevitori (in forma descrittiva)
- Protezione da canale adiacente
- Selettività
- Sensibilità
- Stabilità
- Frequenza immagine
- Intermodulazione; transmodulazione

5.- TRASMETTITORI

5.1.- Tipi di trasmettitori
- Trasmettitori con o senza commutazione di frequenza
- Moltiplicazione di frequenza

5.2.- Schemi a blocchi
- Trasmettitori telegrafici in CW (A1A)
- Trasmettitori in banda laterale unica (SSB) a portante soppressa (J3E)
- Trasmettitori in modulazione di frequenza (F3E)

5.3. - Descrizione degli stadi seguenti (limitatamente agli schemi a blocchi)
- Miscelatore (Mixer)
- Oscillatore
- Eccitatore (buffer, driver)
- Moltiplicatore di frequenza
- Amplificatore di potenza
- Filtro di uscita (filtro a Pi greco)
- Modulatore di frequenza
- Modulatore SSB
- Modulatore di fase
- Filtro a quarzo

5.4. - Caratteristiche dei trasmettitori (in forma descrittiva)
- Stabilità di frequenza
- Larghezza di banda in alta frequenza
- Bande laterali
- Banda di frequenze audio
- Non linearità
- Impedenza di uscita
- Potenza di uscita
- Rendimento
- Deviazione di frequenza
- Indice di modulazione
- Clicks di manipolazione CW
- Irradiazioni parassite
- Irradiazioni della struttura (cabinet radiations)

6.- ANTENNE E LINEE DI TRASMISSIONE

6.1.- Tipi di antenne
- Dipolo a mezz'onda alimentato al centro
- Dipolo a mezz'onda alimentato all'estremità
- Dipolo ripiegato

- Antenna verticale in quarto d'onda
- Antenne con riflettore e/o direttore (Yagi)
- Antenne paraboliche
- Dipolo accordato

6.2. - Caratteristiche delle antenne
- Distribuzione della corrente e della tensione lungo l'antenna
- Impedenza nel punto di alimentazione
- Impedenza capacitiva o induttiva di un'antenna non accordata
- Polarizzazione
- Guadagno d'antenna
- Potenza equivalente irradiata (e.r.p.)
- Rapporto avanti-dietro
- Diagrammi d'irradiazione nei piani orizzontale e verticale

6.3. - Linee di trasmissione
- Linea bifilare
- Cavo coassiale
- Guida d'onda
- Impedenza caratteristica
- Velocità di propagazione
- Rapporto di onda stazionaria
- Perdite
- Bilanciatore (balun)
- Linea in quarto d'onda (impedenza)
- Trasformatore di linea
- Linee aperte e chiuse come circuiti accordati
- Sistemi di accordo d'antenna

7.- PROPAGAZIONE

- Strati ionosferici
- Frequenza critica
- Massima frequenza utilizzabile (MUF)
- Influenza del sole sulla ionosfera
- Onda di suolo, onda spaziale, angolo di irradiazione, riflessioni
- Affievolimenti (fading)
- Troposfera
- Influenza dell'altezza delle antenne sulla distanza che può essere coperta (orizzonte radioelettrico)
- Inversione di temperatura
- Riflessione sporadica sullo strato E
- Riflessione aurorale

8.- MISURE

8.1. - Principi sulle misure
Misure di:
- Tensioni e correnti continue ed alternate
- Errori di misura
- Influenza della frequenza
- Influenza della forma d'onda
- Influenza della resistenza interna degli apparecchi di misura
- Resistenza
- Potenza in continua e in alta frequenza (potenza media e di cresta)
- Rapporto di onda stazionaria
- Forma d'onda dell'inviluppo di un segnale in alta frequenza
- Frequenza
- Frequenza di risonanza

8.2.- Strumenti di misura
Pratica delle operazioni di misura:
- Apparecchi di misura a bobina mobile
- Apparecchi di misura multigamma
- Riflettometri a ponte
- Contatori di frequenza
- Frequenzimetro ad assorbimento
- Ondametro ad assorbimento
- Oscilloscopio

9.- DISTURBI E PROTEZIONE

9.1.- Disturbi degli apparecchi elettronici
- Bloccaggio
- Disturbi con il segnale desiderato
- Intermodulazione
- Rivelazione nei circuiti audio

9.2. - Cause dei disturbi degli apparecchi elettronici
- Intensità di campo del trasmettitore
- Irradiazioni non essenziali del trasmettitore (irradiazioni parassite, armoniche)
- Effetti non desiderati sull'apparecchiatura
- all'ingresso d'antenna
- su altre linee di connessione
- per irraggiamento diretto

9.3. - Protezione contro i disturbi
- Misure per prevenire ed eliminare i disturbi
- Filtraggio
- Disaccoppiamento
- Schermatura

10.- PROTEZIONE ELETTRICA

- Il corpo umano
- Sistemi di alimentazione
- Alte tensioni
- Fulmini

B. - Regole e procedure d'esercizio nazionali ed internazionali

1.- ALFABETO FONETICO

A = Alfa	N= November
B = Bravo	O = Oscar
C= Charlie	P = Papa
D = Delta	Q = Quebec
E = Echo	S = Sierra
F = Foxtrot	R = Romeo
G = Golf	T = Tango
H = Hotel	U = Uniform
I = India	V = Victor
J = Juliet	W = Whiskey
K = Kilo	X = X-Ray
L = Lima	Y = Yankee
M = Mike	Z = Zulu

3. - ABBREVIAZIONI OPERATIVE UTILIZZATE NEL SERVIZIO DI RADIOAMATORE

AR	Fine del messaggio
BK	Segnale utilizzato per interrompere una trasmissione in atto (break)
CQ	Chiamata a tutte le stazioni
CW	Onda continua - Telegrafia
DE	Utilizzato per separare l'indicativo di chiamata della stazione
K	Invito a trasmettere
MSG	Messaggio
PSE	Per favore
RST	Intelligibilità, forza del segnale, tonalità
R	Ricevuto
RX	Ricevitore
SIG	Segnale
TNX	Ringraziamenti
TX	Trasmettitore
UR	Vostro
VA	Fine dell'interruzione

2. - CODICE Q

Codice	Domanda	Risposta
QRK	Qual è l'intelligibilità del mio segnale?	L'intelligibilità dei vostri segnali è
QRM	Siete disturbati?	Sono disturbato
QRN	Siete disturbati da rumori atmosferici?	Sono disturbato da rumori atmosferici
QRO	Debbo aumentare la potenza di emissione?	Aumentate la potenza di emissione
QRP	Debbo diminuire la potenza di trasmissione?	Diminuite la potenza di trasmissione
QRS	Debbo trasmettere più lentamente?	Trasmettete più lentamente
QRT	Debbo cessare la trasmissione?	Cessate la trasmissione
QRZ	Da chi sono chiamato?	Siete chiamato da
QRV	Siete pronto?	Sono pronto
QSB	La forza dei miei segnali è variabile?	La forza dei vostri segnali varia
QSL	Potete darmi conferma di ricezione?	Dò conferma di ricezione
QSO	Potete comunicare direttamente con?	Posso comunicare direttamente con
QSY	Devo cambiare frequenza di trasmissione?	Trasmettete su un altra frequenza... kHz (o MHz)
QRX	Quando mi richiamerete?	Vi richiamerò alle ore....
QTH	Quale è la vostra posizione in latitudine e longitudine?	La mia posizione è ....di latitudine e.... di longitudine

4.- SEGNALI INTERNAZIONALI DI SOCCORSO, TRAFFICO IN CASO DI URGENZA E COMUNICAZIONI IN CASO DI CATASTROFI NATURALI

- Segnali di soccorso:
- radiotelegrafia •••– – –••• (SOS)
- radiotelefonia "MAYDAY"
- Risoluzione n. 640 del Regolamento delle Radiocomunicazioni dell'UIT
- Utilizzazione internazionale di una stazione di radioamatore in caso di catastrofi naturali
- Bande di frequenze attribuite al servizio di radioamatore per le catastrofi naturali

5.- INDICATIVI DI CHIAMATA

- Identificazione delle stazioni di radioamatore
- Utilizzazione degli indicativi di chiamata
- Composizione dell'indicativo di chiamata
- Prefissi nazionali

6.- PIANI DI FREQUENZE DELLA IARU

- Piani di frequenze della IARU
- Obiettivi

C. - Regolamentazione Nazionale e Internazionale dei servizi di radioamatore e di radioamatore via satellite

1.- REGOLAMENTO DELLE RADIOCOMUNICAZIONI DELL'UIT

- Definizione del servizio di radioamatore e del servizio di radioamatore via satellite
- Definizione della stazione di radioamatore
- Articolo S25 del Regolamento delle Radiocomunicazioni
- Bande di frequenze del servizio di radioamatore e relativi statuti
- Regioni radio dell'UIT

2.- REGOLAMENTAZIONE DELLA CEPT

- Raccomandazione T/R 61 -02
- Raccomandazione T/R 61-01
- Utilizzazione temporanea delle stazioni di radioamatore nei Paesi CEPT
- Utilizzazione temporanea delle stazioni di radioamatore nei Paesi non membri della CEPT che partecipano al sistema della Raccomandazione T/R 61-01

3.- LEGISLAZIONE NAZIONALE, REGOLAMENTAZIONE E CONDIZIONI PER L'OTTENIMENTO DELLA LICENZA

- Legislazione nazionale
- Regolamentazione e condizioni per l'ottenimento della licenza
- Dimostrazione pratica della conoscenza della tenuta di un registro di stazione:
- modo di tenuta del registro
- obiettivi
- dati da registrare

BANDE ATTRIBUITE IN ITALIA AL SERVIZIO DI RADIOAMATORE

Licenze ordinarie - CEPT Classe 1: tutte le bande con 500 W

Licenze limitate - CEPT Classe 2: solo al di sopra dei 30 MHz con 10 W

(D.M. 8-7-2002 Suppl. Ord. n° 146 alla G.U. n° 169 del 20-7-2002)

Bande di frequenza		Lunghezza d'onda	Banda	Servizio	Note
135,7 -	137,8 kHz	2210,76 - 2177,07	2200 m	Secondario	Max 1 W eirp
1830 -	1850 kHz	163,93 - 162,16 m	160 m	Primario	
3500 -	3800 kHz	85,71 - 78,95 m	80 m	Secondario	
7000 -	7200 kHz	42,86 - 42,25 m	40 m	Primario	Più servizio satelliti
10,100 -	10,150 MHz	29,70 - 29,55 m	30 m	Secondario	
14 -	14,250 MHz	21,43 - 20,91 m	20 m	Esclusivo	Più servizio satelliti
14,250 -	14,350 MHz	21,43 - 20,91 m	20 m	Esclusivo	
18,068 -	18,168 MHz	16,60 - 16,51 m	17 m	Esclusivo	Più servizio satelliti
21 -	21,450 MHz	14,29 - 13,99 m	15 m	Esclusivo	Più servizio satelliti
24,890 -	24,990 MHz	12,05 - 12,00 m	12 m	Esclusivo	Più servizio satelliti
28 -	29,700 MHz	10,71 - 10,10 m	10 m	Esclusivo	Più servizio satelliti
50 -	51 MHz	6,0 - 5,88 m	6 m	Secondario	
144 -	146 MHz	2,08 - 2,05 m	2 m	Esclusivo	Più servizio satelliti
430 -	434 MHz	69,77 - 69,12 cm	70 cm	Secondario	
435 -	436 MHz	68,97 - 68,80 cm	70 cm	Primario	Più servizio satelliti
436 -	438 MHz	68,80 - 68,50 cm	70 cm	Secondario	Solo servizio satellite
1240 -	1245 MHz	24,19 - 24,10 cm	24 cm	Secondario	
1260 -	1270 MHz	23,68 - 23,62 cm	23 cm	Secondario	Solo servizio satellite
1270 -	1298 MHz	23,15 - 23,11 cm	23 cm	Secondario	
2300 -	2440 MHz	13,03 - 12,97 cm	13 cm	Secondario	
2440 -	2450 MHz	12,30 - 12,24 cm	12 cm	Secondario	Più servizio satelliti
5650 -	5670 MHz	5,31 - 5,30 cm	5 cm	Secondario	Più servizio satelliti
5760 -	5770 MHz	5,21 - 5,20 cm	5 cm	Primario	
5830 -	5850 MHz	5,15 - 5,13 cm	5 cm	Secondario	Più servizio satelliti
10,300 -	10,400 GHz	2,91 - 2,87 cm	2 cm	Secondario	
10,400 -	10,500 GHz	2,87 - 2,86 cm	2 cm	Secondario	Più servizio satelliti
24 -	24,05 GHz	1,25 - 1,24 cm	1,5 cm	Esclusivo	Più servizio satelliti
47 -	47,20 GHz	6,38 - 6,36 mm	6 mm	Esclusivo	Più servizio satelliti
76 -	77,5 GHz	3,95 - 3,87 mm	3 mm	Secondario	Più servizio satelliti
77,5 -	77,501 GHz	3,87 - 3,85 mm	3 mm	Primario	Più servizio satelliti
78 -	81,0 GHz	3,85 - 3,70 mm	3 mm	Secondario	Più servizio satelliti
122,5 -	123 GHz	2,44 - 2,43 mm	2 mm	Secondario	
134 -	134,001 GHz	2,23 - 2,20 mm	2 mm	Primario	Più servizio satelliti
136 -	141 GHz	2,20 - 2,12 mm	2 mm	Secondario	Più servizio satelliti
241 -	248 GHz	1,24 - 1,20 mm	1,2 mm	Secondario	Più servizio satelliti
248 -	250 GHz	1,21 - 1,20 mm	1,2 mm	Primario	Più servizio satelliti

Oltre i 275 GHz: libera sperimentazione

Normativa aggiornata sul Servizio di Radioamatore in Italia

Vengono qui di seguito riportate le ultime normative che riguardano sia direttamente, che indirettamente i Radioamatori.

DECRETO LEGISLATIVO 1 agosto 2003, n. 259

(Pubblicato sulla Gazzetta Ufficiale n. 214 del 15 settembre 2003)

"Codice delle comunicazioni elettroniche"

Omissis...

Capo VII - RADIOAMATORI

Art. 134 - Attività di radioamatore

1. L'attività di radioamatore consiste nell'espletamento di un servizio, svolto in linguaggio chiaro, o con l'uso di codici internazionalmente ammessi, esclusivamente su mezzo radioelettrico anche via satellite, di istruzione individuale, di intercomunicazione e di studio tecnico, effettuato da persone che abbiano conseguito la relativa autorizzazione generale e che si interessano della tecnica della radioelettricità a titolo esclusivamente personale senza alcun interesse di natura economica.

2. Al di fuori della sede dell'impianto l'attività di cui al comma 1 può essere svolta con apparato portatile anche su mezzo mobile, escluso quello aereo.

3. L'attività di radioamatore è disciplinata dalle norme di cui al presente Capo e dell'allegato n. 26.

4. E' libera l'attività di solo ascolto sulla gamma di frequenze attribuita al servizio di radioamatore.

Art. 135 - Tipi di autorizzazione

1. L'autorizzazione generale per l'impianto e l'esercizio di stazioni di radioamatore è di due tipi: classe A e classe B corrispondenti rispettivamente alle classi 1 e 2 previste dalla raccomandazione CEPT/TR 61-01, attuata con decreto del Ministro delle poste e delle telecomunicazioni 1° dicembre 1990, pubblicato nella Gazzetta Ufficiale della Repubblica italiana n. 5 del 7 gennaio 1991.

2. Il titolare di autorizzazione generale di classe A è abilitato all'impiego di tutte le bande di frequenze attribuite dal piano nazionale di ripartizione delle radiofrequenze al servizio di radioamatore ed al servizio di radioamatore via satellite con potenza massima di 500 watt.

3. Il titolare di autorizzazione generale di classe B è abilitato all'impiego delle stesse bande di frequenza di cui al comma 2, limitatamente a quelle uguali o superiori a 30 MHz con potenza massima di 50 watt.

Art. 136 - Patente

1. Per conseguire l'autorizzazione generale per l'impianto e l'esercizio di stazione di radioamatore è necessario che il richiedente sia in possesso della relativa patente di operatore, di classe A o di classe B di cui all'allegato n. 26.

2. Per il conseguimento delle patenti di cui al comma 1 devono essere superate le relative prove di esame.

Art. 137 - Requisiti

1. L'impianto e l'esercizio della stazione di radioamatore sono consentiti a chi:

a) abbia la cittadinanza di uno dei Paesi dell'Unione europea o dello Spazio Economico Europeo, di Paesi con i quali siano intercorsi accordi di reciprocità, fermo restando quanto disposto dall'articolo 2, comma 2, del decreto legislativo 25 luglio 1998, n. 286, ovvero sia residente in Italia;

b) abbia età non inferiore a sedici anni;

c) sia in possesso della relativa patente;

d) non abbia riportato condanne per delitti non colposi a pena restrittiva superiore a due anni e non sia stato sottoposto a misure di sicurezza e di prevenzione finché durano gli effetti dei provvedimenti e sempre che non sia intervenuta sentenza di riabilitazione.

Art. 138 - Dichiarazione

1. La dichiarazione di cui all'articolo 107, commi 5, 9, e 10, riguarda:

a) cognome, nome, luogo e data di nascita, residenza o domicilio dell'interessato;

b) indicazione della sede dell'impianto;

c) gli estremi della patente di operatore;

d) il numero e i tipi di apparati da utilizzare fissi, mobili e portatili;

e) il nominativo già acquisito come disposto dall'articolo 139, comma 2;

f) il possesso dei requisiti di cui all'articolo 137.

2. Alla dichiarazione sono allegate:

a) l'attestazione del versamento dei contributi dovuti, di cui all'allegato n. 25;

b) per i minorenni non emancipati, la dichiarazione di consenso e di assunzione delle responsabilità civili da parte di chi esercita la patria potestà o la tutela.

Art. 139 - Nominativo

1. A ciascuna stazione di radioamatore è assegnato dal Ministero un nominativo, che non può essere modificato se non dal Ministero stesso.

2. Il nominativo deve essere acquisito dall'interessato prima della presentazione della dichiarazione di cui all'articolo 138, comma 1, da inoltrare entro trenta giorni dall'assegnazione del nominativo stesso.

Art. 140 - Attività di radioamatore all'estero

1. I cittadini di Stati appartenenti alla CEPT, che siano in possesso della licenza rilasciata ai sensi della relativa raccomandazione, sono ammessi , in occasione di soggiorni temporanei, ad esercitare in territorio italiano la propria stazione portatile o installata su mezzi mobili, escluso quello aereo, senza formalità ma nel rispetto delle norme vigenti in Italia.

2. I soggetti di cui all'articolo 137, comma 1, lettera a), che intendano soggiornare nei Paesi aderenti alla CEPT, possono richiedere all'organo competente del Ministero l'attestazione della rispondenza dell'autorizzazione generale alle prescrizioni dettate con decreto del Ministro delle poste e delle telecomunicazioni del 1° dicembre 1990, pubblicato nella Gazzetta Ufficiale della Repubblica italiana n. 5 del 7 gennaio 1991.

3. L'impianto e l'esercizio della stazione di radioamatore, in occasione di soggiorno temporaneo in Paese estero è soggetto all'osservanza delle disposizioni del regolamento delle radiocomunicazioni, delle raccomandazioni della CEPT e delle norme vigenti nel Paese visitato.

Art. 141 - Calamità - contingenze particolari

1. L'Autorità competente può, in caso di pubblica calamità o per contingenze particolari di interesse pubblico, autorizzare le stazioni di radioamatore ad effettuare speciali collegamenti oltre i limiti stabiliti dall'articolo 134.

Art. 142 - Assistenza

1. Può essere consentita ai radioamatori di svolgere attività di radioassistenza in occasione di manifestazioni sportive, previa tempestiva comunicazione agli organi periferici del Ministero del nominativo dei radioamatori partecipanti, della località, della durata e dell'orario dell'avvenimento.

Art. 143 - Stazioni ripetitrici

1. Le associazioni dei radioamatori legalmente costituite possono conseguire, nel rispetto delle disposizioni recate dagli articoli 107, commi 5, 9 e 10, e 140, l'autorizzazione generale per l'installazione e l'esercizio:

a) di stazioni ripetitrici analogiche e numeriche;
b) di impianti automatici di ricezione, memorizzazione, ritrasmissione o instradamento di messaggi;
c) di impianti destinati ad uso collettivo.

2. L'installazione e l'esercizio di stazioni di radiofari ad uso amatoriale sono soggetti a comunicazione; la stazione deve essere identificata dal nominativo di cui all'articolo 139 relativo al radioamatore installatore seguito dalla lettera B preceduta da una sbarra.

Art. 144 - Autorizzazioni speciali

1. Oltre che da singole persone fisiche, l'autorizzazione generale per l'impianto e l'esercizio di stazioni di radioamatore può essere conseguita da:

a) Università ed Enti di ricerca scientifica e tecnologica;
b) scuole ed istituti di istruzione di ogni ordine e grado, statali e legalmente riconosciuti, ad eccezione delle scuole elementari; la relativa dichiarazione deve essere inoltrata tramite il Ministero dell'istruzione, dell'università e della ricerca, che deve attestare la qualifica della scuola o dell'istituto;
c) scuole e corsi di istruzione militare per i quali la dichiarazione viene presentata dal Ministero della difesa;
d) sezioni delle associazioni dei radioamatori legalmente costituite;
e) Enti pubblici territoriali per finalità concernenti le loro attività istituzionali.

2. L'esercizio della stazione deve, nei detti casi, essere affidata ad operatori nominativamente indicati nella dichiarazione, di età non inferiore ad anni diciotto, muniti di patente e dei requisiti richiesti dall'articolo 137 per il conseguimento dell'autorizzazione generale connessa all'impianto o all'esercizio di stazioni di radioamatore.

Allegato n. 25 (art. 116) CONTRIBUTI

Art. 35 – Radioamatori

1. Per ciascuna stazione di radioamatore, indipendentemente dal numero degli apparati, l'interessato versa un contributo annuo, compreso l'anno a partire dal quale l'autorizzazione generale decorre, di euro 5,00 per le autorizzazioni generali di classe a e di euro 3,00 per quelle di classe B a titolo di rimborso dei costi sostenuti per le attività di cui all'articolo 1, comma 1.

Capo IV – DISPOSIZIONI COMUNI

Allegato n. 26 con sub allegati A, A1, B, C, D, E, F, G, H (art. 134) **Adeguamento della normativa tecnica relativa all'esercizio dell'attività radioamatoriale.**

Capo I - ATTIVITÀ RADIOAMATORIALE

Sezione I - scopo ed ambito di applicazione

Art. 1 - Validità autorizzazione generale - Rinnovo

1. L'autorizzazione generale di classe A e di classe B per l'impianto e l'esercizio di stazione di ra-

dioamatore di cui all'articolo 135 del Codice ha validità fino a dieci anni.

2. La autorizzazione di cui al comma 1 si consegue mediante presentazione o invio all'ispettorato territoriale del Ministero (di seguito ispettorato territoriale), competente per territorio, della dichiarazione di cui al modello sub allegato A al presente allegato.

3. Il rinnovo dell'autorizzazione di cui allo stesso comma 1 si consegue mediante presentazione o invio della dichiarazione di cui al modello sub allegato A1 al presente allegato.

4. La modifica del tipo e la variazione del numero degli apparati indicati nella dichiarazione di cui al sub allegato A non sono soggette a comunicazioni.

5. I radioamatori che intendono ottenere un attestato del conseguimento delle corrispondenti autorizzazioni generali di cui al comma 1, possono richiedere, con domanda in bollo, al competente ispettorato territoriale una certificazione conforme ai modelli di cui ai sub allegati B e C al presente allegato.

Art. 2 - Patente

1. E' recepita la raccomandazione CEPT TR 61-02.

2. In applicazione della raccomandazione CEPT TR 61-02, le patenti di operatore di stazione di radioamatore di classe A e B devono contenere la dizione "Harmonized Amateur Examination Certificates - HAREC - level A or B - CEPT TR 61-02".

3. Le patenti di operatore di stazione di radioamatore di classe A o B, di cui al comma 1, sono rilasciate dagli ispettorati territoriali a seguito del superamento di esami da effettuarsi avanti a commissioni costituite presso gli uffici stessi ai sensi dell'articolo 3 del decreto del Presidente della Repubblica 5 agosto 1966, n.1214.

4. Ai cittadini dei Paesi membri della CEPT e non membri che attuano la raccomandazione CEPT TR 61-02, in possesso della patente "HAREC", classe A o B, in occasione di loro soggiorni in Italia della durata superiore a tre mesi, è rilasciata a domanda la corrispondente patente italiana.

5. In caso di smarrimento, distruzione, sottrazione della patente di operatore, il titolare è tenuto a chiedere al competente ispettorato territoriale il rilascio del duplicato del titolo.

6. Alla domanda di rilascio del duplicato vanno allegate:

a) copia della denuncia presentata all'autorità di pubblica sicurezza competente a riceverla;
b) n. 2 fotografie formato tessera.

Art. 3 - Esami

1. In conformità a quanto previsto dalla raccomandazione CEPT TR 61-02 gli esami per il conseguimento delle patenti di classe A e B consistono:

a) per la patente di classe A:
a1) in una prova scritta sugli argomenti indicati nella parte prima del programma di cui al sub allegato D al presente allegato;
a2) in una prova pratica con la quale il candidato dimostri la capacità di trasmettere e ricevere in codice Morse, secondo quanto previsto nella parte seconda del programma di cui alla lettera a1);
b) per la patente di classe B:
b1) nella prova scritta di cui alla lettera a1).

2. Nelle prove di esame si osservano le prescrizioni di cui agli articoli 5, 6, e 7 del decreto del Presidente della Repubblica 3 maggio 1957, n. 686, per la parte applicabile.

3. Per la prova scritta sono concesse quattro ore di tempo.

4. Il testo della prova pratica di ricezione radiotelegrafica eseguita dal candidato deve essere facilmente leggibile e la trasmissione telegrafica deve risultare regolare.

5. Gli elaborati degli esami devono essere conservati per almeno sei mesi agli atti degli ispettorati territoriali.

6. I possessori della patente di classe B che vogliono ottenere la patente di classe A devono superare la prova pratica di ricezione e trasmissione di segnali in codice Morse, di cui al comma 1, lett. a2).

7. I portatori di handicap e di patologie invalidanti, la cui gravità impedisce la partecipazione alle prove di esame presso la sede stabilita dal competente ispettorato territoriale, possono chiedere di sostenere le anzidette prove di esame presso il proprio domicilio. La commissione esaminatrice, vista la domanda, fissa una apposita data per lo svolgimento degli esami dandone comunicazione agli interessati.

8. Ai candidati che abbiano superato le prove di esame è rilasciato l'attestato di cui al sub allegato E, al presente allegato.

Art. 4 - Domande ammissione esami

1. La domanda di ammissione agli esami per il conseguimento della patente di operatore, contenente le generalità del richiedente, deve essere fatta pervenire al competente ispettorato territoriale entro il 30 aprile ed entro il 30 settembre di ogni anno, accompagnata dai seguenti documenti:

a) fotocopia avanti-retro del documento di identità in corso di validità;
b) attestazione del versamento prescritto per tassa esami;
c) una marca da bollo del valore corrente;
d) due fotografie formato tessera una delle quali autenticata.

2. Gli ispettorati territoriali comunicano agli interessati la data e la sede degli esami che, di norma, si svolgono nei mesi di maggio e ottobre di ogni anno.

Art. 5 - Esoneri prove di esami

1. Ferme restando le disposizioni di cui all'articolo 2, comma 2, del decreto del Presidente della Repubblica 5 agosto 1966, n.1214, sono esonerati da tutte le prove, sia scritte che pratiche, gli aspiranti al

conseguimento della patente che siano in possesso di uno dei seguenti titoli:

a) certificato di radiotelegrafista per navi di classe prima, seconda e speciale, rilasciato dal Ministero;
b) diploma di radiotelegrafista di bordo, rilasciato da un istituto professionale di Stato.

2. Sono esonerati dalle prove scritte gli aspiranti in possesso di uno dei seguenti titoli:

a) certificato generale di operatore GMDSS, rilasciato dal Ministero;
b) laurea in ingegneria nella classe dell'ingegneria dell'informazione o equipollente;
c) diploma di tecnico in elettronica o equipollente conseguito presso un istituto statale o riconosciuto dallo Stato.

3. I candidati al conseguimento della patente di classe A, che abbiano superato la sola prova scritta di cui all'articolo.3, possono ottenere, a richiesta, il rilascio della patente di classe B di cui all'articolo 2.

4. Possono essere altresì esonerati dagli esami gli aspiranti che, muniti di licenza o di altro titolo di abilitazione, rilasciato dalla competente Amministrazione del Paese di provenienza, abbiano superato esami equivalenti a quelli previsti in Italia.

Art. 6 - Nominativo

1. Il nominativo, di cui all'articolo 139 del Codice, è formato da uno o più caratteri, di cui il primo è I (nona lettera dell'alfabeto), seguito da una singola cifra e da un gruppo di non più di tre lettere.

2. Il nominativo di cui al comma 1 è assegnato:

a) alle stazioni di radioamatore esercite dalle persone fisiche;
b) alle stazioni di radioamatore esercite dai soggetti di cui agli articoli.143 e 144 del Codice.

Art. 7 - Acquisizione nominativo

1. I titolari di patente radioamatoriale al fine di ottenere il nominativo di chiamata debbono presentare domanda in bollo:

a) per la classe A al Ministero - direzione generale concessioni e autorizzazioni;
b) per la classe B all'ispettorato del Ministero, competente per territorio.

2. Gli organi di cui al comma 1 rilasciano il nominativo entro 30 giorni dalla ricezione della relativa domanda.

Art. 8 - Tirocinio

1. I titolari di autorizzazione generale di classe B possono esercitarsi nell'apprendimento del codice Morse nella banda di frequenze 28 - 29,7 MHz con una potenza di picco massima di 100 watt, operando esclusivamente presso una stazione di radioamatore il cui titolare sia in possesso di autorizzazione generale di classe A in corso di validità il quale è responsabile del corretto uso della stazione.

Art. 9 - Ascolto

1. I soggetti di cui all'articolo 134, comma 4 del Codice, che intendono ottenere un attestato dell'attività di ascolto, possono richiedere, con domanda in bollo conforme al modello di cui al sub allegato F al presente allegato, l'iscrizione in apposito elenco e l'assegnazione di una sigla distintiva, da apporre su copia della domanda stessa o su documento separato conforme al modello di cui al sub allegato G al presente allegato.

2. La sigla distintiva relativa all'attività radioamatoriale di solo ascolto-SWL (Short Wave Listener) è formata da: "lettera I (Italia), numero di protocollo, sigla della provincia di appartenenza".

Art. 10 - Autorizzazione generale per stazioni ripetitrici automatiche non presidiate

1. L'autorizzazione generale di cui all'articolo 1, comma 1, fermo restando il disposto di cui all'articolo 143 del Codice, costituisce requisito per il conseguimento senza oneri, a mezzo della dichiarazione di cui al sub allegato H, al presente allegato, dell'autorizzazione generale per l'installazione e l'esercizio di stazioni ripetitrici automatiche non presidiate al di fuori del proprio domicilio, da utilizzare anche per la sperimentazione.

2. La dichiarazione di cui al comma 1 va indirizzata al Ministero, direzione generale concessioni e autorizzazioni, che, fatta salva l'eventualità di un provvedimento negativo, comunica al soggetto autorizzato, nel termine di quattro settimane dalla data di ricevimento della anzidetta dichiarazione, il nominativo di cui all'articolo 6, comma 2, lettere a) e b).

3. Le stazioni ripetitrici automatiche non presidiate di cui al comma 1 devono operare sulle frequenze attribuite dal piano nazionale di ripartizione delle frequenze al servizio di radioamatore e rispettare le allocazioni di frequenza, per le varie classi di emissione, previste dagli organismi radioamatoriali affiliati all'Unione Internazionale delle Telecomunicazioni (UIT).

4. Il titolare dell'autorizzazione generale per l'installazione e l'esercizio di stazioni ripetitrici automatiche non presidiate e, nel caso delle associazioni radioamatoriali, il soggetto indicato nella scheda tecnica facente parte del sub allegato D, al presente allegato, sono tenuti al controllo delle apparecchiature al fine di assicurarne il corretto funzionamento e, all'occorrenza, a disattivare tempestivamente le apparecchiature stesse nel caso di disturbi ai servizi di comunicazione elettronica.

5. Per evitare la congestione dello spettro radio non è consentita l'emissione continua della portante radio.

6. L'emissione della portante a radio frequenza deve essere limitata esclusivamente agli intervalli di tempo in cui è presente il segnale utile nel ricevitore ed interrompersi automaticamente dopo un periodo non superiore a 10 secondi dalla ricezione dell'ultimo segnale.

7. L'utilizzo della stazione automatica deve essere consentito a tutti i radioamatori.

8. Il nominativo della stazione deve essere ripetuto ogni 10 minuti.

9. La massima potenza equivalente irradiata (e.r.p.) non deve essere superiore a 10 W.

10. E' consentito il collegamento tra stazioni ripetitrici automatiche, anche operanti su bande di frequenze e bande di emissione diverse.

11. Le variazioni delle caratteristiche tecniche delle stazioni ripetitrici che si intendono effettuare devono essere preventivamente comunicate al Ministero il quale, entro trenta giorni, formula eventuali osservazioni e, se del caso, comunica all'interessato la necessità di presentare nuova dichiarazione.

Sezione II Norme tecniche

Art. 11- Bande di frequenza

1. Le stazioni del servizio di radioamatore e del servizio di radioamatore via satellite possono operare soltanto sulle bande di frequenze attribuite ai predetti servizi in Italia dal piano nazionale di ripartizione delle frequenze.

Art. 12 - Norme d'esercizio

1. L'esercizio della stazione di radioamatore deve essere svolto in conformità delle norme legislative e regolamentari vigenti e con l'osservanza delle prescrizioni contenute nel Regolamento internazionale delle radiocomunicazioni.

2. E' vietato l'uso della stazione di radioamatore da parte di persona diversa dal titolare, salvo che si tratti di persona munita di patente che utilizzi la stazione sotto la diretta responsabilità del titolare. In tal caso deve essere usato il nominativo della stazione dalla quale si effettua la trasmissione.

3. Le radiocomunicazioni devono effettuarsi con altre stazioni di radioamatore italiane od estere debitamente autorizzate, a meno che le competenti Amministrazioni estere abbiano notificato la loro opposizione.

4. E' consentita l'interconnessione delle stazioni di radioamatore con le reti pubbliche di comunicazione elettronica per motivi esclusivi di emergenza o di conseguimento delle finalità proprie dell'attività di radioamatore.

5. Le radiocomunicazioni fra stazioni di radioamatore devono essere effettuate in linguaggio chiaro; le radiocomunicazioni telegrafiche o di trasmissione dati devono essere effettuate esclusivamente con l'impiego di codici internazionalmente riconosciuti; è ammesso l'impiego del codice "Q" e delle abbreviazioni internazionali in uso.

6. All'inizio ed alla fine delle trasmissioni, nonché ad intervalli di dieci minuti nel corso di esse, deve essere ripetuto il nominativo della stazione emittente. In caso di trasmissioni numeriche a pacchetto, il nominativo della stazione emittente deve essere contenuto in ogni pacchetto.

7. E' vietato ai radioamatori far uso del segnale di soccorso, nonché impiegare segnali che possono dar luogo a falsi allarmi.

8. E' vietato ai radioamatori intercettare comunicazioni che essi non hanno titolo a ricevere; è comunque vietato far conoscere a terzi il contenuto e l'esistenza dei messaggi intercettati e involontariamente captati.

Art. 13 - Trasferimento di stazione

1. Nell'ambito del territorio nazionale è consentito l'esercizio temporaneo della stazione di radioamatore al di fuori della propria residenza o domicilio, senza comunicazione alcuna.

2. L'ubicazione della stazione di radioamatore in domicilio diverso da quello indicato nell'autorizzazione generale deve essere preventivamente comunicata al competente ispettorato territoriale.

3. Qualora la nuova ubicazione comporti la variazione del nominativo, il titolare dell'autorizzazione generale deve fare richiesta di un nuovo nominativo ai sensi dell'articolo 139 del Codice.

Art. 14 - Controllo sulle stazioni

1. I locali e gli impianti delle stazioni di radioamatore devono essere in ogni momento ispezionabili dai funzionari incaricati del Ministero o dagli ufficiali ed agenti di pubblica sicurezza.

2. La dichiarazione concernente l'autorizzazione per l'impianto e l'esercizio di stazione di radioamatore, di cui all'articolo 135 del Codice deve accompagnare la stazione e deve essere esibita a richiesta dei funzionari del Ministero incaricati della verifica o degli ufficiali ed agenti di pubblica sicurezza.

Art. 15 - Limiti di potenza

1. Fatte salve eventuali limitazioni delle potenze riportate dal Piano nazionale di ripartizione delle frequenze, le stazioni del servizio di radioamatore possono operare con le seguenti potenze massime, definite come potenza di picco (p.e.p) cioè potenza media fornita alla linea di alimentazione dell'antenna durante un ciclo a radiofrequenza, in corrispondenza della massima ampiezza dell'inviluppo di modulazione:

a) classe A, fisso o mobile/portatile 500 W

b) classe B, fisso o mobile/portatile 50 W

Art. 16 - Requisiti delle apparecchiature

1. Le apparecchiature radioelettriche utilizzate dalle stazioni di radioamatore acquistate, modificate o autocostruite, devono rispondere ai requisiti tecnici previsti dalla normativa internazionale di settore.

2 Le apparecchiature radioelettriche impiegate nelle stazioni di radioamatore, ove predisposte ad operare anche con bande di frequenze, classe di emissione o potenze diverse da quelle assegnate dal piano nazionale di ripartizione delle frequenze, devono comunque essere utilizzate nel rispetto delle norme di esercizio di cui all'articolo 12.

Art. 17 - Installazione di antenne

1. Per la installazione delle antenne di radioamatore si applicano le disposizioni di cui all'articolo 209 del Codice nonché le vigenti norme di carattere tecnico, urbanistico, ambientale e di tutela della salute pubblica.

2. L'installazione dell'impianto d'antenna non deve provocare turbative e interferenze ad altri impianti di radiocomunicazioni.

Capo II° - DISPOSIZIONI FINALI E TRANSITORIE

Art. 18 - Validità dei documenti per l'esercizio dell'attività radioamatoriale

1. I documenti attestanti il rilascio di licenze radioamatoriali, trasformate per effetto dell'articolo 125 del Codice in autorizzazioni generali, acquisiscono il valore di dichiarazione, ai sensi dell'articolo 107 del Codice, con validità di dieci anni a decorrere:

a) dalla data originaria della licenza o da quella dell'ultimo rinnovo per i documenti in essere al 1° gennaio 2002;
b) dalla data di scadenza nel caso di domande di rinnovo, presentate entro il 31 dicembre 2001.

2. La data di scadenza decennale, a richiesta degli interessati, va apposta sui documenti, abilitanti all'esercizio dell'attività radioamatoriale, prorogati ai sensi di cui al comma 1.

3. Alla scadenza di cui al comma 2 i radioamatori sono tenuti a produrre la dichiarazione di cui al modello sub allegato A1 del presente allegato.

Art. 19 - Attestazione di rispondenza alle classi 1 e 2 CEPT TR61-01

1. Per le licenze radioamatoriali, ordinarie e speciali, trasformate in autorizzazioni generali per effetto dell'articolo 125 del Codice, e per le autorizzazioni generali di classe A e di classe B individuate nell'articolo 135, comma 1, del Codice, conseguite anteriormente alla data di entrata in vigore, l'attestazione di rispondenza alla classe 1 e alla classe 2 della raccomandazione CEPT TR 61-01, di cui al decreto ministeriale 1° dicembre 1990, previa domanda in bollo, può essere apposta sia sul titolo abilitante sia su documento separato.

Art. 20 - Autorizzazioni generali speciali

1. Qualora le associazioni radioamatoriali legalmente costituite non siano strutturate statutariamente in sezioni sul territorio nazionale, la dichiarazione di cui all'articolo 144 del Codice, va prodotta dalla sede legale delle associazioni per conto delle articolazioni locali.

Sub Allegato A - (articolo 1, comma 2, dell'Allegato n. 26-rif. art. 135 del Codice)

Al Ministero delle comunicazioni
Ispettorato territoriale per il/la
....

DICHIARAZIONE

Il sottoscritto ....
luogo e data di nascita ....
residenza o domicilio ....
cittadinanza ....
dati del rappresentante legale:
cognome e nome ....
luogo e data di nascita ....
residenza o domicilio ....
codice fiscale ....

Ai fini del conseguimento dell'autorizzazione generale di cui all.articolo 104 del Codice delle comunicazioni elettroniche;

dichiara

- di essere in possesso della patente di operatore di stazione di radioamatore n. ..... conseguita il ....;
- di aver acquisito il nominativo ai sensi dell'articolo 139 del Codice delle comunicazioni elettroniche;
- di voler installare ed esercire:
  - ❑ una stazione di radioamatore,
  - ❑ una stazione ripetitrice analogica o numerica,
  - ❑ un impianto automatico di ricezione, memorizzazione, ritrasmissione o instradamento di messaggi,
  - ❑ un impianto destinato ad uso collettivo;
  - ❑ una stazione radioelettrica .... (specificare la tipologia)

  (barrare la casella che interessa)
- di voler espletare l'attività di telecomunicazioni di cui sopra fino al 31 dicembre .... (massimo 10 anni compreso l'anno o frazione di anno iniziale)
- di possedere i prescritti requisiti di cui all'articolo 137 del Codice delle comunicazioni elettroniche;
- che la stazione radioelettrica (tipo e numero di apparato) è ubicata....................................

si impegna

- a comunicare tempestivamente ogni modifica del contenuto della presente dichiarazione;
- a rispettare ogni norma in materia di sicurezza, di protezione ambientale, di salute pubblica ed urbanistiche;
- a versare il prescritto contributo annuo;
- in caso di rinnovo, a presentare la relativa dichiarazione nel termine di cui all'articolo 107 del Codice delle comunicazioni elettroniche;
- ad osservare, in ogni caso, le disposizioni previste dal Codice delle comunicazioni elettroniche.

Allega alla presente dichiarazione i seguenti documenti:

a) attestazione di versamento del contributo relativo al primo anno o frazione dal quale decorre l'autorizzazione generale;

b) la copia della patente di operatore;
c) la comunicazione relativa all'acquisizione del nominativo;
d) la dichiarazione di consenso e responsabilità per i minorenni non emancipati.

data .... (firma) ....

Sub Allegato A 1 (art. 1, comma 3, dell'Allegato n. 26)

Al Ministero delle comunicazioni
Ispettorato territoriale per il/la
....

DICHIARAZIONE

Il sottoscritto ....
luogo e data di nascita ....
residenza o domicilio ....
cittadinanza ....
titolare di autorizzazione generale radioamatoriale di classe ...., nominativo ....
Dati del rappresentante legale:
cognome e nome ....
luogo e data di nascita ....
residenza o domicilio ....
codice fiscale ....
titolare di autorizzazione generale radioamatoriale di classe ...., nominativo ....
Ai fini del rinnovo dell'autorizzazione generale di cui all.articolo107 del Codice delle comunicazioni elettroniche;

dichiara

- di voler esercire:
  - ❑ una stazione di radioamatore
  - ❑ una stazione ripetitrice analogica o numerica
  - ❑ un impianto automatico di ricezione, memorizzazione, ritrasmissione o instradamento di messaggi
  - ❑ un impianto destinato ad uso collettivo
  - ❑ una stazione radioelettrica .... (specificare la tipologia) (*barrare la casella che interessa)*
- di voler espletare l'attività di telecomunicazioni di cui sopra fino al 31 dicembre .... (massimo 10 anni compreso l'anno o frazione di anno iniziale)
- di possedere i prescritti requisiti di cui all'articolo 137 del Codice delle comunicazioni elettroniche;
- che la stazione radioelettrica è ubicata in ....

e si impegna:

- a rispettare ogni norma in materia di sicurezza, di protezione ambientale, di salute pubblica ed urbanistica;
- a versare il prescritto contributo annuo;
- ad osservare, in ogni caso, le disposizioni previste dal Codice delle comunicazioni elettroniche.

Allega alla presente dichiarazione l'attestato di versamento del contributo relativo all'anno dal quale decorre il rinnovo dell'autorizzazione generale;

data .... (firma) ....

Decreto 21 luglio 2005 Modifiche all'allegato 26 del decreto legislativo 1° agosto 2003, n. 259, concernente l'adeguamento della normativa tecnica relativa all'esercizio della attività radioamatoriale. (G.U. n. 196 del 24-8-2005)

IL MINISTRO DELLE COMUNICAZIONI

Visto il decreto legislativo 30 dicembre 2003, n. 366;

Visto il decreto del Presidente della Repubblica 22 giugno 2004, n.176;

Visto il decreto del Ministro delle comunicazioni 16 dicembre 2004, pubblicato nella Gazzetta Ufficiale della Repubblica italiana n. 302 del 27 dicembre 2004;

Visto il decreto legislativo 1° agosto 2003, n. 259, recante "Codice delle comunicazioni elettroniche", in particolare il titolo III, capo VII;

Visto l'allegato 26 al suddetto decreto legislativo 1° agosto 2003, n. 259, concernente "Adeguamento della normativa tecnica relativa all'esercizio dell'attività radioamatoriale";

Visto, altresì, l'art. 163 del menzionato codice delle comunicazioni elettroniche;

Visto l'art. 25, sezione I, paragrafo 25.5, del regolamento delle radiocomunicazioni che conferisce la facoltà alle amministrazioni degli Stati contraenti di mantenere o meno l'obbligatorietà della capacità in recetrasmissione del codice Morse per gli aspiranti radioamatori;

Vista la raccomandazione CEPT 61-02, adottata dalla CEPT il 6 febbraio 2004, in occasione della riunione del GCC/WGRA tenuta a Vilnius, che recepisce il disposto dell'art. 25, paragrafo 25.5, menzionato nell'alinea precedente;

Considerato che, allo scopo di facilitare l'espletamento di comunicazioni radioamatoriali, sia opportuno aderire alla anzidetta raccomandazione CEPT TR 61-02 nel senso di eliminare l'obbligatorietà della capacità nelle trasmissioni radio del codice Morse;

Visto l'art. 220, comma 2, lettera a), del codice delle comunicazioni elettroniche che conferisce al Ministero delle comunicazioni il potere di apportare, con proprio decreto, modifiche, fra l'altro, all'allegato 26 dianzi citato;

Decreta:

Art. 1 - Patente

1. E' recepita la raccomandazione CEPT TR 61-02 citata nelle premesse.2. Le patenti di operatore di stazione di radioamatore di classe A e B di cui allegato 26 al decreto legislativo 1° agosto

2003, n. 259, recante il "Codice delle comunicazioni elettroniche" vengono unificate nell'unica patente di classe A.

Art. 2 - Esami

1. In conformità di quanto previsto della raccomandazione CEPT T/R 61-02 gli esami per il conseguimento della patente di classe A consistono in una prova scritta sugli argomenti indicati nella parte prima del programma di cui al sub allegato D dell'allegato 26 al codice, da eseguirsi mediante quiz a risposta multipla.

Art. 3 - Nominativo

1. Dall'entrata in vigore del presente decreto i radioamatori in possesso delle autorizzazioni generali di classe A e B di cui all'allegato 26 al decreto legislativo 1° agosto 2003, n. 259, conservano i rispettivi nominativi fatta salva la possibilità per i titolari delle autorizzazioni di classe B di chiedere al competente organo centrale del Ministero delle comunicazioni il cambio del nominativo.

Il presente decreto sarà pubblicato nella Gazzetta Ufficiale della Repubblica italiana.

Roma, 21 luglio 2005
Il Ministro: Landolfi

Ispettorati Territoriali

Calabria - Reggio Calabria
Via S. Anna 2° tr., Pal. di Vetro - 89128 Reggio C. -
Tel. 0965/852340 c/c **528893**

Campania - Napoli
Piazza Garibaldi 19 - 80142 Napoli - Tel. 081/5532869
c/c **23319809**

Emilia Romagna - Bologna
Via Nazario Sauro, 20 - 40121 Bologna -
Tel. 051/6572341 c/c **722405**

Friuli V. G. - Trieste
Piazza V. Veneto 1 - 34100 Trieste - Tel. 040/367154
c/c. **123349**

Lazio - Abruzzo - Roma
Viale Trastevere 189 - 00153 Roma - Tel. 06/5858280
Dipendenze prov.:
Frosinone - 0775/83781
Rieti - 07462/270120
Viterbo - 0761/352639
Latina - 0773/660886 c/c **89867006**

Liguria - Genova
Via Saporiti 7 - 16134 Genova
Tel. 010/217382 (Genova e prov.)
Tel. 010/217394 (Savona, Imperia, La Spezia)
c/c **25971169**

Lombardia - Milano
Via Principe Amedeo, 5 - 20121 Milano -
Tel. 02/65502253 c/c **425207**

Marche - Umbria - Ancona
Piazza XXIV Maggio, 2 - 60124 Ancona -
Tel. 071/22709214 c/c **145607**

Piemonte - Valle d'Aosta - Torino
Via Alfieri, 10 - 10121 Torino - Tel. 011/5763443
c/c **35533108**

Puglia - Basilicata - Molise - Bari
Via Amendola 116 - 70126 Bari - Tel. 080/5557209
c/c **711705**

Sardegna - Cagliari
Via Brenta 16 - 09122 Cagliari - Tel. 070/20286227
c/c **21965090**

Sicilia - Palermo
Via A. De Gasperi 103 - 90146 Palermo -
Tel. 091/512766 c/c **575902**

Toscana - Firenze
Via Pellicceria 3 - 50123 Firenze - Tel. 055/2724330
c/c **100503**

Trentino Alto Adige - Bolzano
Piazza Parrocchia 13 - 39100 Bolzano -
Tel. 0471/979461 c/c **402396**

Veneto - Venezia
Via Torino 88 - 30172 Mestre Venezia -
Tel. 041/9654124 c/c **16082307**

N.B. *1)* Gli Ispettorati Territoriali sopra indicati, godono di una certa autonomia funzionale, per effetto delle norme sul decentramento amministrativo disposte a suo tempo dal Ministero P.T.
In considerazione di ciò, i moduli prestampati che vengono distribuiti presso gli uffici sopra indicati, relativi alle diverse richieste per il rilascio di patente, licenza, trasferimenti, ecc. possono essere leggermente diversi, nella forma, da quelli da noi indicati.
2) Secondo le disposizioni di cui alla G. U. N. 248 del 22/10/96, la denominazione Ufficio Circoscrizionale per (segue il nome della Regione) è stato variato in Ispettorato Territoriale per (segue col nome della Regione)
3) Stante l'attuale fase di aggiornamento della struttura ministeriale, potranno verificarsi (dopo questa pubblicazione) alcune variazioni di denominazione e di indirizzi di c.c.p.; è quindi consigliabile assumere informazioni precise caso per caso.

Il regolamento internazionale delle radiotelecomunicazioni (stralcio)

La definizione ed i dati che seguono sono trascritti in letterale conformità di quanto è contenuto nel "Regolamento delle radiocomunicazioni" approvato nella Conferenza U.I.T. del 1979.

Art. 1 DEFINIZIONI

Allocazione (di una banda di frequenze)

Iscrizione, nell'apposita Tabella, di una banda di frequenze ben determinata, al fine della sua utilizzazione per uno o più Servizi di Radiocomunicazione sia terrestri che spaziali o per il Servizio di Radioastronomia, alle condizioni indicate.

Questo termine si applica ugualmente alla banda di frequenze considerate (Banda di allocazione del Servizio). Le allocazioni sono definite dalla Conferenza Amministrativa Mondiale delle Radiocomunicazioni.

Assegnazione o attribuzione

Autorizzazione da un'Amministrazione per l'utilizzo, da parte di una Stazione o di un Servizio, di una banda o di una frequenza o di un canale radio-elettrico determinato secondo le condizioni previste nella Tavola di allocazione (N.d.R. - Le bande assegnate al Servizio di Radioamatore da parte dell'Amministrazione di un singolo Paese non sempre e non necessariamente corrispondono in tutto e a tutte quelle in cui è allocato il Servizio stesso).

Stazione

Uno o più trasmettitori o ricevitori, o un complesso di trasmettitori e ricevitori, compresi gli apparati accessori, necessari per un servizio di radiocomunicazione o di radioastronomia in un determinato punto. Ogni stazione è classificata in base al servizio che disimpegna in modo permanente o temporaneo.

Stazione d'amatore

Servizio di radiocomunicazione avente per oggetto l'istruzione individuale, l'intercomunicazione e gli studi tecnici, effettuato da persone debitamente autorizzate, che s'interessano della tecnica della radioelettricità a titolo esclusivamente personale e senza interesse pecuniario.

Stazione d'amatore

Stazione del servizio d'amatore.

Frequenza assegnata ad una stazione

Centro della banda di frequenze assegnate ad una stazione.

Tolleranza di frequenza

Scarto massimo ammissibile fra la frequenza assegnata e la frequenza situata al centro della banda occupata da una emissione o fra la frequenza di riferimento e la frequenza caratteristica di un'emissione. La tolleranza di frequenza è espressa in parti per milione, o in Hz.

Larghezza di banda occupata

Larghezza della banda di frequenza tale che al di sotto della frequenza limite inferiore e al di sopra della frequenza limite superiore, siano ir-

radiate potenze pari allo 0,5% della potenza media totale di una data emissione.

Potenza di un radiotrasmettitore

Ogni qualvolta sia menzionata la potenza di un trasmettitore radioelettronico, ecc., essa dovrà essere indicata con una delle seguenti espressioni, secondo la classe di emissione:
- potenza di cresta (PX)
- potenza media (PY)
- potenza dell'onda portante (PZ)

Potenza di cresta

Media della potenza fornita alla linea di alimentazione dell'antenna da un trasmettitore in normali condizioni di funzionamento, durante un ciclo di radiofrequenza corrispondente all'ampiezza massima dell'inviluppo di modulazione.

Potenza media

Media della potenza alla linea di alimentazione dell'antenna da un trasmettitore in normali condizioni di funzionamento, calcolata per un tempo relativamente lungo rispetto al periodo della componente di più bassa frequenza della modulazione.

Potenza dell'onda portante

Media della potenza fornita alla linea d'alimentazione dell'antenna da un trasmettitore durante un ciclo di radiofrequenza in assenza di modulazione.

Art. 2 NOMENCLATURA DELLE BANDE DI FREQUENZA e delle lunghezze d'onda impiegate nelle radiocomunicazioni

Lo spettro delle frequenze radioelettriche è suddiviso in nove bande di frequenza, designate da numeri interi consecutivi, come dalla tabella che segue:

numero	simbolo	gamma	definizione metrica (onde)
4	VLF	da 3 a 30 kHz	miriametriche
5	LF	da 30 a 300 kHz	chilometriche
6	MF	da 300 a 3000 kHz	ettometriche
7	HF	da 3 a 30 MHz	decametriche
8	VHF	da 30 a 300 MHz	metriche
9	UHF	da 300 a 3000 MHz	decimetriche
10	SHF	da 3 a 30 GHz	centimetriche
11	EHF	da 30 a 300 GHz	millimetriche
12		da 300 a 3000 GHz	decimillimetriche

Art. 4 - DESIGNAZIONE DELLE EMISSIONI

Le emissioni vengono designate dalla loro larghezza di banda necessaria e dalla loro classe, secondo una ben precisa simbologia.

LARGHEZZA DI BANDA

Per una data classe di emissione, la larghezza della banda di frequenza è quella giusto sufficiente per assicurare la trasmissione dell'informazione alla velocità e con la qualità delle condizioni stabilite.

Viene espressa mediante *tre cifre ed una lettera*.

La lettere occupa la posizione della virgola e rappresenta l'*unità* della larghezza di banda.

Il primo carattere non deve essere né la cifra *zero* né le lettere *K - M - G*.

La larghezza di banda necessaria:

entro 0,001 e 999 Hz
è espressa in Hz (lett. H)

entro 1,00 e 999 kHz
è espressa in kHz (lett. K)

entro 1,00 e 999 MHz
è espressa in MHz (lett. M)

entro 1,00 e 999 GHz
è espressa in GHz (lett. G).

Esempi:

0,002	Hz	=	H002
0,1	Hz	=	H100
25,3	Hz	=	25H3
400	Hz	=	400H
2,4	kHz	=	2K40
49	kHz	=	49K0
6	kHz	=	6K00
12,5	kHz	=	12K5
180,4	kHz	=	180K
180,5	kHz	=	181K
180,7	kHz	=	181K
1191	kHz	=	1M19
1,25	MHz	=	1M25
2	MHz	=	2M00
10	MHz	=	10M0
202	MHz	=	202M
5,65	GHz	=	5G65
2214	MHz	=	2G21

CLASSI DI EMISSIONi

Le *emissioni* sono classificate o simboleggiate da *tre caratteristiche fondamentali* (e da due caratteristiche facoltative, qui non riportate).

Primo simbolo (necessario)
Tipo di modulazione della portante principale

modul. d'ampiezza
- N = assenza di modulazione
- A = doppia banda laterale
- H = banda laterale unica, portante intera
- R = banda laterale unica, portante ridotta
- J = banda laterale unica, portante soppressa
- B = banda laterali indipendenti
- C = banda laterale vestigiale o residua (televisione)

modul. angolare
- F = modulazione di frequenza
- G = modulazione di fase

D = modulazione di ampiezza, frequenza o fase

modul. d'impulsi
- P = impulsi non modulati
- K = impulsi modulati in ampiezza
- L = impulsi modulati in durata
- M = impulsi con variazione di posizione
- Q = portante modulata in fase durante il periodo dell'impulso
- V = combinazione di quelli precedenti

W3= combinazione: modulazione d'ampiezza frequenza o fase e d'impulsi
X = tutti gli altri casi

Secondo simbolo (necessario)
Natura o informazione del segnale
(o dei segnali)
modulanti la portante principale

0 = assenza di segnale
1 = telegrafia ad un solo canale
2 = un solo canale con presenza di un tono
3 = un solo canale analogico
7 = due o più canali quantizzati (o campionati)
8 = due o più canali di tipo analogico
9 = combinazioni di tipo quantizzato e analogico (7 e 8)
X = tutti i casi non compresi nei punti precedenti.

Terzo simbolo (necessario)
Tipo di informazione trasmessa

N = nessuna informazione
A = telegrafia per ricezione auditiva
B = telegrafia per ricezione automatica
C = fac-simile
D = trasmissione dati, telemisure e telecomandi
E = telefonia (radiodiffusione sonora)
F = segnale video televisivo
W = combinazione dei casi precedenti
X = tutti i casi non compresi nei punti precedenti.

Esempi

1) 100HA1A = telegrafia ad interruzione di portante, codice Morse (una sola via), larghezza di banda = 100 Hz.
2) 2K10A2A = telegrafia con manipolazione di portante modulata da una frequenza udibile, codice Morse, l.d.b. = 2 kHz
3) 6K00A3E = telefonia, doppia banda laterale (una sola via), l.d.b. = 6 kHz
4) 3K00H3E = telefonia, banda laterale unica, onda portante completa (una sola via), l.d.b. = 3 kHz
5) 2K0J3E = telefonia, banda laterale unica, onda portante soppressa (una sola via), l.d.b. = 2 kHz
7) 8K00A3E = radiodiffusione sonora udibile, doppia banda laterale, l.d.b. = 8 kHz
8) 4K00R3E = radiodiffusione sonora a banda laterale, onda portante ridotta (una sola via), l.d.b. = 4 kHz
9) 6M25C3F = televisione (immagine), l.d.b. = 6,25 MHz
10) 750KF3E = televisione (suono), l.d.b. = 750 kHz
11) 300KF8E = radiodiffusione sonora stereofonica, con sottoportante sussidiaria di telefonia multipla, l.d.b. = 300 kHz
12) 16KOF3E = telefonia commerciale, l.d.b. = 16 kHz
13) 180KF3E = radiodiffusione sonora, l.d.b. = 180 kHz

Art. 5 - CARATTERISTICHE TECNICHE delle stazioni

1 - (a) La scelta e il funzionamento degli apparecchi da utilizzarsi nelle stazioni, nonché tutte le emissioni delle stazioni stesse, devono soddisfare alle disposizioni del presente Regolamento.

b) La scelta degli apparecchi di emissione, di ricezione di misura, compatibilmente con le considerazioni pratiche, deve essere basata sui più recenti progressi della tecnica, indicati specialmente negli avvisi del C.C.I.R.

2 - Nel progettare gli apparecchi di emissione e di ricezione da utilizzarsi in una data parte dello spettro delle frequenze, dovrà essere tenuto conto delle caratteristiche tecniche dei materiali suscettibili di utilizzazione nelle regioni prossime a detto spettro.

3 - I sistemi che funzionano a modulazione d'ampiezza debbono usare, per quanto possibile, le emissioni a banda laterale unica le cui caratteristiche siano conformi agli avvisi del C.C.I.R.

4 - (a) Le stazioni trasmittenti debbono uniformarsi alle tolleranze di frequenza stabilite.

(b) Le stazioni trasmittenti debbono uniformarsi alle tolleranze indicate all'appendice per le irradiazioni non essenziali.

(c) Inoltre, si cercherà di mantenere le tolleranze di frequenza e il livello delle irradiazioni non essenziali ai valori più bassi consentiti dallo stato della tecnica e della natura del servizio da effettuare.

5 - Anche le larghezze di banda delle emissioni debbono essere mantenute ai valori più bassi consentiti dallo stato tecnico e dalla natura del servizio da effettuare.

L'appendice 6 costituisce una guida per la determinazione della larghezza di banda necessaria.

7 - Per garantire l'osservanza del presente Regolamento, le amministrazioni debbono fare in modo che le emissioni delle stazioni che si trovano alle proprie dipendenze siano sottoposte a frequenti misure. La tecnica da applicare per dette misure dev'essere conforme ai più recenti Avvisi del C.C.I.R.

8 - Le emissioni ad onde smorzate sono vietate in tutte le stazioni.

Art. 6 - FREQUENZE

1 - I Membri si adopereranno per limitare il numero di frequenze e l'estensione dello spettro utilizzato al minimo indispensabile per assicurare in modo soddisfacente il funzionamento dei servizi necessari. A tal fine, essi si sforzeranno di applicare, nel minor tempo possibile, gli ultimi perfezionamenti della tecnica.

2 - I membri si impegnano a conformarsi alle prescrizioni della Tabella d'attribuzione delle bande di frequenza così come alle altre prescrizioni del presente Regolamento per assegnare frequenze e stazioni che possano causare disturbi pregiudizievoli ai servizi già assicurati alle stazioni di altri paesi.

3 - Ogni nuova assegnazione, o qualsiasi modificazione della frequenza o di altra caratteristica fondamentale di un'assegnazione esistente, deve essere fatta in modo da evitare di causare disturbi nocivi ai servizi effettuati da stazioni che usino frequenze in conformità della tabella di ripartizione delle bande di frequenza del presente Regolamento, e le cui caratteristiche siano registrate nello Schedario di riferimento internazionale delle frequenze.

4 - Le amministrazioni dei Membri non debbono assegnare ad una stazione frequenze in deroga alla tabella di ripartizione delle bande di frequenza del presente regolamento, se non con l'espressa riserva che non ne derivino disturbi nocivi ad un servizio effettuato da stazioni che operino attenendosi alle disposizioni della Convenzione e del presente Regolamento.

5 - La frequenza assegnata ad una stazione di un dato servizio deve essere sufficientemente lontana dai limiti della banda assegnata a detto servizio, in modo che, tenuto conto della banda di frequenza assegnata alla stazione, non siano causati disturbi nocivi ai servizi ai quali sono assegnate le bande adiacenti.

8 - Quando in Regioni o Sottoregioni adiacenti, una banda di frequenza sia assegnata a servizi diversi della stessa categoria, il funzionamento di detti servizi è basato sulla parità dei diritti.

Conseguentemente, le stazioni di ogni servizio, in una delle Regioni o Sottoregioni, debbono operare in modo da non causare disturbi nocivi ai servizi delle altre Regioni o Sottoregioni.

Art. 8 - RIPARTIZIONE DELLE BANDE DI FREQUENZA (fra 10 kHz e 40 GHz)

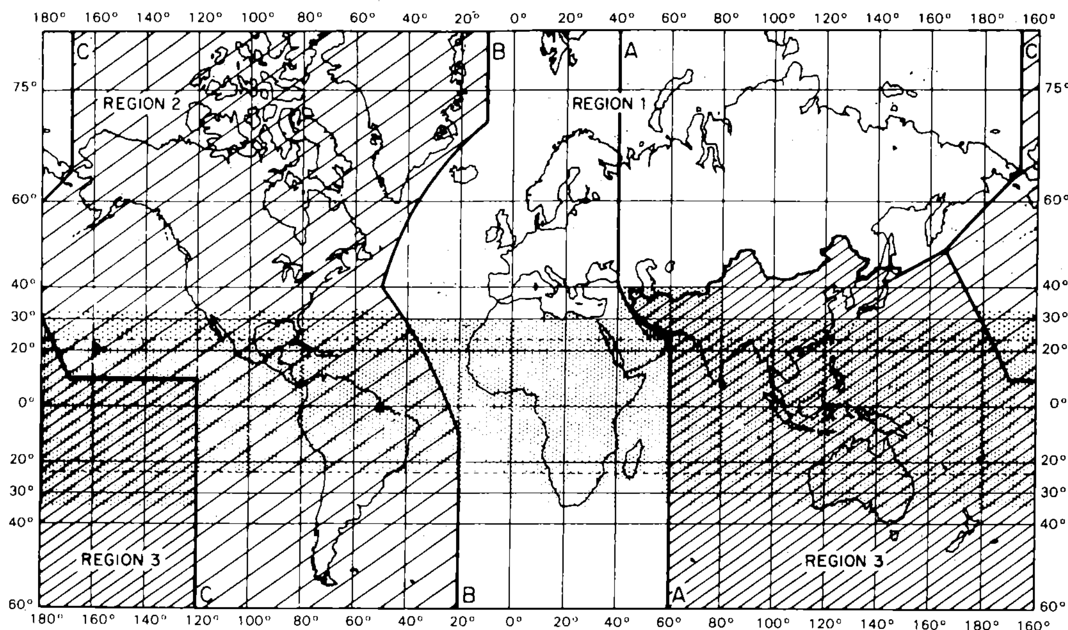
REGIONI E ZONE

Ai fini dell'assegnazione delle bande di frequenze, il mondo è stato suddiviso in tre Regioni.

Regione 1

La Regione 1 comprende la zona limitata a

LE TRE REGIONI U.I.T.



Est dalla linea A (vedasi qui sotto la definizione delle linee A, B, C) e a Ovest dalla linea B, eccettuati i territori dell'Iran situati entro questi limiti.

Essa comprende anche la parte dei territori della Turchia e dell'Unione delle Repubbliche Socialiste sovietiche situata fuori di detti limiti, nonché il territorio della Repubblica popolare nella Mongolia e la zona a Nord della URSS tra le linee A e C.

Regione 2

La Regione 2 comprende la zona limitata a Est dalla linea B e a Ovest dalla linea C.

Regione 3

La Regione 3 comprende la zona limitata ad Est dalla linea C e ad Ovest dalla linea A, fatta eccezione dei territori della Repubblica popolare della Mongolia, della Turchia, dell'URSS e della zona a Nord dell'URSS. Essa comprende anche la parte del territorio dell'Iran situata fuori di detti limiti.

Le linee A, B e C sono definite come segue:

Linea A

La linea parte dal Polo Nord, segue il meridiano 40° Est di Greenwich sino al parallelo 40° Nord, poi l'arco di cerchio massimo sino al punto d'inserzione del meridiano 60° Est col Tropico del Cancro, infine il meridiano 60° Est fino al Polo Sud.

Linea B

La linea B dal Polo Nord, segue il meridiano 10° Ovest di Greenwich sino all'intersezione di questo col parallelo 72° Nord, poi l'arco di cerchio massimo sino al punto d'intersezione del meridiano 50° Ovest e del parallelo 40° Nord, di nuovo l'arco massimo sino al punto d'intersezione del meridiano 20° Ovest e del parallelo 10° Sud, infine il meridiano 20° Ovest sino al Polo Sud.

Linea C

La linea C parte dal Polo Nord, segue l'arco di meridiano sino al punto d'intersezione del parallelo 65°30' Nord con il limite internazionale nello

stretto di Behring, poi l'arco di cerchio massimo sino al punto d'intersezione del meridiano 165° Est di Greenwich col parallelo 50° Nord sino all'intersezione di questo col meridiano 120° Ovest sino al Polo Sud.

3 - Per l'applicazione del presente Regolamento, il termine "*Zona africana di radiodiffusione*" designa:

a) i paesi, parti di paesi, territori e gruppi di territori africani situati fra i paralleli 40° Sud e 30° Nord;
b) le isole dell'oceano Indiano all'ovest del meridiano 60° Est, situata fra il parallelo 40° Sud e l'arco di cerchio massimo che unisce i punti di coordinate 45° Est, 11°30' Nord e 60° Est, 15° Nord;
c) le isole dell'oceano Atlantico ad est della linea B, situate fra i paralleli 40° Sud e 30° Nord.

* * *

4 - La "*Zona europea di radiodiffusione*" è delimitata: a Ovest dai limiti Ovest della Regione 1, a Est dal meridiano 40° Est di Greenwich e a Sud dal parallelo 30° Nord, in modo da comprendere la parte occidentale dell'URSS e i territori bagnati dal Mediterraneo, ad eccezione delle parti dell'Arabia e dell'Arabia Saudita che si trovano comprese in questo settore. Inoltre, l'Iraq è compreso nella Zona europea di radiodiffusione.

* * *

5 - La "*Zona europea marittima*" è delimitata: a Nord da una linea che segue il parallelo 72° Nord, dall'intersezione di questo con il meridiano 55° Est fino alla sua intersezione col meridiano 5° Ovest, segue detto meridiano 5° Ovest fino alla sua intersezione col parallelo 67° Nord, infine segue detto parallelo 67° Nord fino all'intersezione di esso col meridiano 30° Ovest; a Ovest da una linea che segue il meridiano 30° Ovest fino all'intersezione di questo parallelo 30° Nord; a Sud fino all'intersezione di esso con il meridiano 43° Est; a Est da una linea che segue il meridiano 43° Est fino all'intersezione di questo con il parallelo60° Nord, segue detto parallelo 60° Nord fino all'intersezione di esso con il meridiano 65° Est e infine segue detto meridiano 55° Est fino alla sua intersezione con il parallelo 72° Nord.

* * *

La "*Zona tropicale*" è definita come segue:

a) nella Regione 2, tutta la zona compresa fra i tropici del Cancro e del Capricorno;
b) nel complesso delle Regioni 1 e 2, la zona compresa fra i paralleli 30° Nord e il 35° Sud, ed inoltre:
   1) la zona compresa fra i meridiani 40° Est e 80° Est di Greenwich e i paralleli 30° Nord e 40° Nord.
   2) la parte della Libia a Nord del parallelo 30° Nord.

Nella Regione 2 la zona tropicale può essere estesa fino al parallelo 33° Nord in base ad accordi speciali conclusi fra i Paesi interessati di detta Regione.

Art. 18 - DISTURBI

Sezione I - DISTURBI GENERALI

2 - Sono vietate a tutte le stazioni:

- le trasmissioni inutili;
- la trasmissione di segnali e di corrispondenza superflui;
- la trasmissione di segnali falsi o disturbanti;
- la trasmissione di segnali di cui non sia data l'identità (vedi articolo 25).

3 - Tutte le stazioni devono limitare la loro potenza irradiata al minimo necessario per assicurare un servizio soddisfacente.

4 - Ad evitare i disturbi:

- deve essere scelta con cura particolare l'ubicazione delle stazioni trasmittenti e, quando la natura del servizio lo permette, quelle delle stazioni riceventi;
- deve essere ridotta quanto più possibile l'irradiazione in direzioni inutili, nonché la ricezione di irradiazione da direzioni inutili, compatibilmente con la natura del servizio, utilizzando nel migliore dei modi le proprietà delle antenne direttive;
- la scelta e l'utilizzazione dei trasmettitori e dei

ricevitori debbono essere conformi alle disposizioni dell'articolo 5.

5 - Occorre fare particolare attenzione ad evitare disturbi sulle frequenze di emergenza o sicurezza, o alle frequenze legate ad emergenza e sicurezza (indicate nell'art. 38).

6 - Occorre che la classe di emissione che una stazione deve utilizzare cagioni il minimo disturbo e assicuri l'efficace utilizzazione dello spettro. A tale scopo, nel sceglierla si deve fare tutto il possibile per ridurre al minimo la larghezza di banda occupata, tenendo conto delle considerazioni pratiche e tecniche relative al servizio da assicurare.

7 - Le emissioni fuori banda delle stazioni trasmittenti non devono provocare disturbi pregiudizievoli ai servizi che funzionano nelle bande adiacenti conformemente alle disposizioni del presente Regolamento, e che utilizzano ricevitori conformi alle norme C.C.I.R.

8 - Se una stazione, nonostante soddisfi le disposizioni dell'articolo 12, produce disturbi nocivi a causa delle sue irradiazioni non essenziali, debbono essere adottati provvedimenti speciali per eliminare tali disturbi.

Sezione II - DISTURBI INDUSTRIALI

9 - Le amministrazioni debbono prendere tutti i provvedimenti necessari perché il funzionamento degli apparecchi e degli impianti elettrici di ogni specie, comprese le reti di energia o di telecomunicazioni, ma ad eccezione degli apparecchi destinati ad utilizzazioni industriali, scientifiche e mediche, non abbia a causare disturbi pregiudizievoli per i servizi di radiocomunicazione e in particolare per quelli di radionavigazione o di sicurezza in generale, purché espletati conformemente al presente Regolamento.

10 - Le amministrazioni devono prendere tutte le misure pratiche necessarie perché le irradiazioni provenienti da apparecchi destinati alle utilizzazioni industriali, scientifiche e medicali siano ridotte al minimo e affinché il livello d'irradiazione non abbia a causare disturbi nocivi per i servizi di radiocomunicazione ed in particolare di radionavigazione o di sicurezza, espletati conformemente al presente Regolamento.

Sezione III - I CASI SPECIALI DI DISTURBO

11 - Le amministrazioni che autorizzano l'uso delle frequenze inferiori a 9 kHz debbono assicurarsi che non ne derivino disturbi ai servizi ai quali sono assegnate le bande di frequenze superiori a 9 kHz.

Art. 19 - PROVE

1 - Prima di autorizzare prove ed sperimenti in una stazione, ogni amministrazione, allo scopo di evitare disturbi nocivi, deve prescrivere che siano prese tutte le precauzioni possibili, come, ad esempio: scelta della frequenza e dell'orario, riduzione e, se possibile, soppressione dell'irradiazione. Ogni disturbo nocivo causato da prove ed esperimenti deve essere eliminato al più presto possibile.

2 - Una stazione che effettui emissioni per prove, regolaggi o esperimenti deve trasmettere la propria identificazione, lentamente e frequentemente, secondo le disposizioni dell'articolo 19.

3 - Nel servizio di radionavigazione aeronautica non è obbligatorio, per ragioni di sicurezza, trasmettere l'identificazione normale in caso di trasmissioni di verifica o regolazione di apparati in servizio; tali emissioni dovranno tuttavia essere limitate al minimo.

4 - I segnali di prova e di regolaggio devono essere scelti in modo che non possa prodursi confusione con segnali, abbreviazioni, ecc., che abbiano un significato particolare definito dal presente Regolamento o dal Codice internazionale dei segnali.

Art. 20 - CONTROLLO INTERNAZIONALE DELLE EMISSIONI

1- Le amministrazioni stabiliscono di continuare ad estendere i mezzi di controllo delle emissioni che consentono di facilitare l'applicazione delle disposizioni del presente Regolamento e di collaborare quanto più possibile al progressivo perfezionamento di un sistema di controllo internazionale delle emissioni.

2 - Le stazioni di controllo che prendono parte al sistema di controllo internazionale delle emissioni possono essere gestite da un'amministrazione, o da un'impresa pubblica o privata riconosciuta dalla propria amministrazione o da un servizio di controllo stabilito in comune da più Paesi o da un'organizzazione internazionale.

3 - Le amministrazioni debbono effettuare, nella misura che ritengono possibile, i controlli di carattere generale o particolare che possano essere loro richiesti dal Comitato internazionale di registrazione delle frequenze o da altre amministrazioni. Nel richiedere osservazioni di controllo, il Comitato e le amministrazioni debbono tener conto degli impianti di controllo indicati nella Nomenclatura delle stazioni di controllo internazionali delle emissioni e indicare chiaramente lo scopo per il quale vengano richieste le osservazioni e i parametri (compresi i programmi appropriati) del controllo desiderato.

I risultati dei controlli di tale natura trasmessi ad altre amministrazioni possono essere comunicati anche dal Comitato, se tale comunicazione è ritenuta opportuna.

4 - Ogni amministrazione, ogni servizio di controllo in comune da più Paesi e ogni organizzazione internazionale che prenda parte al sistema di controllo internazionale delle emissioni deve designare un ufficio di raccolta, al quale debbono essere inviate tutte le domande di controllo, e per il cui tramite i risultati del controllo sono trasmessi al Comitato o agli uffici di raccolta delle altre amministrazioni.

5 - Le amministrazioni stabiliscono che le richieste di controllo fatte da organizzatori internazionali che non prendono parte al sistema di controllo internazionale delle emissioni siano coordinate dal Comitato e, ove occorra, trasmesse per suo tramite alle amministrazioni.

6 - Le disposizioni del presente articolo non riguardano gli accordi privati di controllo, conclusi, a determinati fini, da amministrazioni, organizzazioni internazionali o imprese pubbliche e private.

7 - Le norme tecniche, di cui il C.C.I.R. raccomanda l'osservanza da parte delle stazioni di controllo, sono riconosciute dal Comitato come norme pratiche ideali per le stazioni di controllo internazionale delle emissioni. Tuttavia, per ovviare alla necessità di certi dati, le stazioni che osservino norme tecniche meno elevate possono prendere parte egualmente al sistema di controllo internazionale delle emissioni se la propria amministrazione lo desidera.

8 - Dopo aver stabilito se le norme tecniche osservate dalle proprie stazioni di controllo siano sufficienti, le amministrazioni o le organizzazioni internazionali debbono notificare al Segretario generale, tutte le notizie utili riguardanti gli uffici di raccolta e le stazioni suscettibili di prendere parte al sistema di controllo internazionale delle emissioni.

9 - (a) I risultati di misura trasmessi al Comitato o ad altre amministrazioni debbono comportare la valutazione della precisione ottenuta al momento della misura.

(b) Quando il Comitato ritenga dubbi o insufficienti per le sue necessità i risultati forniti da una stazione di controllo, ne dà avviso all'amministrazione o all'organizzazione internazionale interessata, dando i particolari utili.

10 - Quando vengano richieste misure urgenti, le comunicazioni tra il Comitato e gli uffici di raccolta, e fra gli stessi uffici di raccolta, debbono essere inoltrate con i più rapidi mezzi di trasmissione.

11 - Le amministrazioni devono fare tutto il possibile perché le osservazioni di controllo vengano comunicate al più presto al Comitato.

12 - Gli uffici di raccolta possono chiedere l'ausilio di altri uffici di raccolta per l'applicazione delle disposizioni del presente articolo e di quelle dell'articolo 22.

13 - Il Comitato tiene una lista dei risultati che gli vengono trasmessi dalle stazioni di controllo che prendono parte al sistema di controllo internazionale delle emissioni e compila periodicamente, per la pubblicazione da parte del Segretario generale, riassunti dei risultati di controllo utili ricevuti, ai quali unisce una lista delle stazioni che hanno fornito tali risultati.

Art. 21 - RAPPORTI SULLE INFRAZIONI

1 - Le infrazioni alla Convenzione o ai Regolamenti delle radiocomunicazioni sono segnalate alle rispettive amministrazioni dagli organismi di controllo, dalle stazioni o dagli ispettori che le rilevano. All'uopo sono usati moduli conformi al modello riprodotto all'appendice 22.

2 - Nel caso di una stazione che commetta infrazioni gravi, dovrà farsene rapporto all'amministrazione del Paese da cui detta stazione dipende a cura delle amministrazioni che le rilevino.

3 - Se un'amministrazione viene a conoscenza di una infrazione alla Convenzione o ai Regolamenti delle radiocomunicazioni commessa da una stazione dipendente, accerta i fatti, determina le responsabilità e adotta i provvedimenti necessari.

Art. 22 - PROCEDURA CONTRO I DISTURBI

1 - Per risolvere i problemi dei disturbi nocivi è essenziale che i Membri dimostrino la massima buona volontà e il massimo spirito di collaborazione reciproca nell'applicazione delle disposizioni dell'articolo 35 della Convenzione e di quelle del presente articolo.

2 - Per risolvere tali problemi deve essere tenuto conto di tutti i fattori in gioco, compresi i fattori tecnici e di esercizio appropriati, per esempio aggiustamento delle frequenze, caratteristiche delle antenne di emissione e di ricezione, distribuzione del tempo, cambio di canale nelle trasmissioni a molti canali.

3 - Quando una stazione ricevente segnali un disturbo nocivo, deve dare alla stazione disturbata tutte le informazioni utili per identificazione della causa e delle caratteristiche di disturbo.

4 - Quando è possibile, e con riserva di accordo fra le amministrazioni interessate, i problemi dei disturbi nocivi possono venire trattati direttamente dagli organi tecnici addetti all'esercizio delle stazioni.

5 - Nel presente articolo, il termine "amministrazione" può comprendere il controllo centralizzato designato dall'amministrazione, secondo quanto previsto al numero 1875.

6 - Se un caso di disturbo lo rende necessario, l'Amministrazione da cui dipende la stazione ricevente che ha rilevato il disturbo ne informa l'amministrazione da cui dipende la stazione disturbata, dandone tutte le informazioni possibili.

7 - Se sono necessarie osservazioni e misure complementari per stabilire la causa e le caratteristiche del disturbo e determinarne la responsabilità, l'amministrazione da cui dipende la stazione disturbata può richiedere, a tal fine, la collaborazione di altre amministrazioni, e in particolare di quella da cui dipende la stazione ricevente che ha rilevato il disturbo, o di altre organizzazioni.

8 - Determinate la causa e le caratteristiche del disturbo, l'amministrazione da cui dipende la stazione disturbata comunica all'amministrazione da cui dipende la stazione disturbatrice tutte le informazioni utili perché detta amministrazione possa adottare i provvedimenti necessari per eliminare il disturbo.

9 - Quando sia prodotto un disturbo a un servizio di sicurezza, o in altri casi previa approvazione preventiva dell'amministrazione da cui dipende la stazione disturbata, l'amministrazione da cui dipende la stazione ricevente che ha rilevato il disturbo può anche intervenire direttamente presso l'amministrazione da cui dipende la stazione disturbatrice. Ciò può avvenire anche in altri casi purché vi sia la preventiva autorizzazione dell'altra Amministrazione.

14 - Per la trattazione dei casi di disturbo che richiedano decisioni urgenti, le amministrazioni prendono contatto fra loro avvalendosi delle vie più rapide.

16 - Le informazioni particolareggiate relative al disturbo debbono essere fornite, ogni volta che sia possibile, nella forma indicata nell'appendice 8.

17 - Se nonostante la messa in opera della procedura di cui sopra, il disturbo persiste, l'am-

ministrazione da cui dipende la stazione disturbata può inviare a quella da cui dipende la stazione disturbatrice un rapporto sull'irregolarità o sull'infrazione in conformità delle disposizioni dell'articolo 21.

18 - Quando esiste un'organizzazione internazionale specializzata per un determinato servizio, i rapporti su irregolarità o infrazione riguardanti disturbi prodotti dalle stazioni di detto servizio possono essere inviati all'organizzazione suddetta e in pari tempo all'amministrazione interessata.

19 - (a) In caso di necessità, specialmente se gli interventi precedenti non hanno dato risultati soddisfacenti, l'amministrazione interessata ne informa il Comitato internazionale di registrazione delle frequenze, fornendogli le notizie necessarie.

(b) In tal caso, l'amministrazione interessata può anche chiedere l'intervento del Comitato in conformità delle disposizioni della sezione VII e VIII dell'art. 12 e 13 del presente Regolamento, portando tutti i fatti a conoscenza del Comitato stesso insieme con tutti i particolari tecnici e con tutti i dati di esercizio raccolti in tale occasione e con copie delle corrispondenze.

Art. 23 - SEGRETO

Le amministrazioni si impegnano a prendere i provvedimenti necessari per far vietare e reprimere:

a) l'intercettazione, senza autorizzazione, di radiocomunicazioni, che non siano destinate ad uso generale del pubblico;
b) la divulgazione del contenuto od anche soltanto dell'esistenza, la pubblicazione o qualsiasi uso fatto, senza autorizzazione, delle informazioni di qualsiasi specie ottenute intercettando le radiocomunicazioni indicate all'a) di cui sopra.

Art. 24 - LICENZE

1 - (a) Nessuna stazione trasmittente può essere installata o gestita da un privato, e da un'impresa qualsiasi, senza una licenza rilasciata, in forma appropriata e secondo le disposizioni del presente Regolamento, dal governo del paese da cui la stazione dipende (vedi però i numeri 1 - b e 5 - a).

(b) Però, il governo di un paese può concludere, con il governo di un Paese limitrofo, un accordo speciale riguardante una o più stazioni del proprio servizio di radiodiffusione o dei propri servizi mobili terrestri, che operino su frequenze superiori a 41 MHz, situate sul territorio di detto paese limitrofo e destinate a migliorare la sua rete nazionale. Detto accordo, che deve essere compatibile con le disposizioni del presente Regolamento e con quelle degli accordi regionali sottoscritti dai Paesi interessati, può prevedere eccezioni alle disposizioni del numero 1 - a) e deve essere comunicato al Segretario generale per essere portato a conoscenza, a titolo informativo, delle amministrazioni.

(c) Le stazioni mobili immatricolate in un territorio o in un gruppo di territori che non siano interamente responsabili delle proprie relazioni internazionali possono considerarsi, per il rilascio delle licenze, dipendenti da detto territorio o gruppi di territori.

2 - Il titolare di una licenza deve serbare il segretario delle telecomunicazioni, come è previsto dalla presente Convenzione. Inoltre, dalla licenza deve risultare direttamente o indirettamente che, se la stazione è provvista di un ricevitore, è vietato intercettare corrispondenze di radiocomunicazioni diverse da quelle che la stazione è autorizzata a ricevere e che, nel caso che tali corrispondenze fossero involontariamente ricevute, esse non devono essere né riprodotte, né comunicate a terzi, né messe a profitto per uno scopo qualsiasi, e non deve essere rivelata neppure la loro esistenza.

3 - Allo scopo di facilitare la verifica delle licenze rilasciate a stazioni mobili, sarà aggiunta, se del caso, al testo redatto nella lingua nazionale, la traduzione in una lingua di lavoro dell'U.I.T.

4 - (a) Il governo che rilascia la licenza a una stazione mobile vi indica in modo preciso lo stato segnaletico della stazione, compreso il nome,

l'indicativo di chiamata e la categoria nella quale essa è classificata come pure le caratteristiche generali dell'impianto.

(b) Per le stazioni mobili terrestri, ivi comprese le stazioni dotate solo di uno o più ricevitori, verrà inserita nella licenza una disposizione che specifichi direttamente o indirettamente che l'esercizio di dette stazioni sui territori di paesi diversi da quello che ha rilasciato la licenza è vietato, salvo accordo speciale tra i governi dei Paesi interessati.

5 - (a) In caso di una nuova immatricolazione di una nave o di un'aeronave, in circostanze tali che il rilascio di una licenza da parte del Paese nel quale la nave o l'aeronave sarà immatricolata dovesse veramente portare a un ritardo, l'amministrazione del Paese dal quale la stazione mobile desideri iniziare la sua traversata o il suo volo può, a richiesta della compagnia dalla quale la stazione dipende, rilasciare un'attestazione comprovante che la stazione risponde alle clausole del presente Regolamento. Il certificato, redatto nella forma stabilita dall'amministrazione che lo rilascia, deve contenere lo stato segnaletico indicato al numero 4 (a) Art. 24 ed è valido solo per la traversata o per il volo a destinazione del Paese dove la nave e l'aeronave sarà immatricolata; in qualsiasi caso, la sua validità scade dopo tre mesi.

(b) L'amministrazione che rilascia l'attestazione deve avvisare dei provvedimenti adottati dall'amministrazione competente a rilasciare la licenza.

(c) Il titolare dell'attestazione deve soddisfare alle clausole del presente Regolamento applicabile al titolare di una licenza.

Art. 25 - IDENTIFICAZIONI DELLE STAZIONI

Sezione I - DISPOSIZIONI GENERALI

1 - Tutte le emissioni devono poter essere identificate da segnali di indentificazione o altri mezzi.

2 - (a) É vietato a tutte le stazioni trasmettere con un falso segnale d'identificazione.

(b) Quando è praticamente possibile e per alcuni servizi specifici, i segnali di identificazione devono essere emessi automaticamente, secondo le disposizioni del C.C.I.R.

(c) Tutte le emissioni dei Servizi che seguono dovranno, ad eccezione dei casi previsti nei paragrafi 2f1 e 2f2, comprendere dei segnali di identificazione:

- servizio d'amatore;
- servizio di radiodiffusione;
- servizio fisso nelle bande inferiori a 28 MHz;
- servizio mobile;
- servizio delle frequenze campione e dei segnali orari.

d) Tutte le emissioni operative dei radiofari devono comprendere i segnali di identificazione. Solo in casi di funzionamento difettoso o non operativo, la soppressione deliberata dei segnali di identificazione è un mezzo convenuto per avvertire gli utenti che le emissioni non possono essere utilizzate in piena sicurezza ai fini della navigazione.

(e) I segnali di identificazione emessi devono essere conformi alle disposizioni del presente articolo.

(f) Comunque l'obbligo per certe emissioni di includere il segnale di identificazione non è imposto:

- né alle stazioni di salvataggio, quando emettono automaticamente il segnale d'emergenza;
- né ai radiofari di localizzazione di sinistri.

3 - Una stazione può essere identificata, sia con un indicativo di chiamata sia con tutti gli altri procedimenti d'identificazione ammessi. Fra questi, si può trasmettere, per ottenere un'identificazione completa, una o più delle seguenti indicazioni: nome della stazione, ubicazione della stazione, nome di chi gestisce la stazione, contrassegni ufficiali d'immatricolazione, numero di riconoscimento del volo, segnale caratteristico, caratteristiche dell'emissione, o qualsiasi altra caratteristica distintiva che possa essere identificata con facilità da tutti i Paesi.

4 - Per poter essere identificata, ogni stazione deve trasmettere il proprio segnale di identificazione il più spesso possibile durante le proprie emissioni, comprese le emissioni di prova, di regolaggio o sperimentali. Durante le emissioni, il

segnale d'identificazione deve essere trasmesso almeno una volta ogni ora, preferibilmente nei dieci minuti che precedono e seguono ogni ora intera, a meno che ciò dia luogo a un grave intralcio del traffico, nel qual caso l'identificazione sarà trasmessa all'inizio e alla fine della trasmissione.

5 - I segnali d'identificazione devono, quando sia possibile, avere una delle forme seguenti:
- segnali vocali utilizzanti la semplice modulazione d'ampiezza o di frequenza;
- segnali in codice Morse, emessi a velocità manuale;
- segnali emessi secondo un codice telegrafico compatibile con le apparecchiature di stampa convenzionali;
- ogni altra forma raccomandata dal C.C.I.R.

8 - Quando più stazioni operino simultaneamente su uno stesso collegamento sia come stazioni ripetitrici, sia in parallelo su differenti frequenze, ognuna di esse deve, per quanto possibile, trasmettere il proprio segnale d'identificazione oppure quelli di tutti le stazioni interessate.

11 - Ogni Membro si riserva il diritto di stabilire i propri procedimenti d'identificazione per le stazioni utilizzate per le esigenze della propria difesa nazionale. Tuttavia, deve usare a tal fine, per quanto possibile, indicativi di chiamata riconoscibili come tali e che contengono le lettere distintive della propria nazionalità.

Sezione II - ATTRIBUZIONE DELLE SERIE INTERNAZIONALI E ASSEGNAZIONE DEGLI INDICATIVI DI CHIAMATA

12 - (a) Tutte le stazioni aperte alla corrispondenza pubblica internazionale, tutte le stazioni d'amatore e tutte le altre stazioni che possono produrre disturbi nocivi oltre le frontiere dei Paesi dai quali dipendono, devono possedere indicativi di chiamata della serie internazionale attribuita ai loro Paesi nella tabella a seguito del numero 12 (c).

(c) Non è però obbligatoria l'assegnazione alle stazioni che possono essere facilmente identificate in altro modo (vedi art. 25-3) e i cui segnali di identificazione o le cui caratteristiche di emissione sono pubblicati in documenti internazionali.

TABELLA DI ATTRIBUZIONE DEI NOMINATIVI

AAA-ALZ	USA
AMA-AOZ	Spagna
APA-ASZ	Pakistan
ATA-AWZ	India
AXA-AXZ	Australia
AYA-AZZ	Argentina
A2A-A2Z	Botswana
A3A-A3Z	Tonga
A4A-A4Z	Oman
A5A-A5Z	Bhutan
A6A-A6Z	Emirati Arabi Uniti
A7A-A7Z	Qatar
A8A-A8Z	Liberia
A9A-A9Z	Bahrain
BAA-BZZ	Cina
BM-BQ, BU-BX	Taiwan
CAA-CEZ	Cile
CFA-CKZ	Canada
CLA-CMZ	Cuba
CNA-CNZ	Marocco
COA-COZ	Cuba
CPA-CPZ	Bolivia
CQA-CUZ	Portogallo
CVA-CXZ	Uruguay
CYA-CYZ	Canada
C2A-C2Z	Nauru
C3A-C3Z	Andorra
C4A-C4Z	Cipro
C5A-C5Z	Gambia
C6A-C6Z	Bahamas Isl.
C7A-C7Z	World Meteo Org.
C8A-C9Z	Mozambico
DAA-DRZ	Germania
DSA-DTZ	Corea del Sud
DUA-DZZ	Filippine
D2A-D3Z	Angola
D4A-D4Z	Capo Verde
D5A-D5Z	Liberia
D6A-D6Z	Comoros Isl.
D7A-D9Z	Corea del Sud
EAA-EHZ	Spagna
EIA-EJZ	Irlanda
EKA-EKZ	Armenia
ELA-ELZ	Liberia
EMA-EOZ	Ucraina
EPA-EQZ	Iran
ERA-ERZ	Moldavia
ESA-ESZ	Estonia
ETA- ETZ	Etiopia
EUA-EWZ	Bielorussia
EXA-EXZ	Kirghizistan

EYA-EYZ	Tagikistan	MAA-MZZ	Regno Unito
EZA-EZZ	Turkmenistan	NAA-NZZ	USA
E2A-E2Z	Thailandia	OAA-OCZ	Perù
E3A-E3Z	Eritrea	ODA-ODZ	Libano
E4A-E4Z	Autorità palestinese	OEA-OEZ	Austria
E5A-E5Z	New Zealand - Cook Islands	OFA-OJZ	Finlandia
E7A-E7Z	Bosnia e Herzegovnia	OKA-OLZ	Republica Ceca
FAA-FAZ	France	OMA-OMZ	Slovacchia
GAA-GZZ	Regno Unito	ONA-OTZ	Belgio
HAA-HAZ	Ungheria	OUA-OZZ	Danimarca
HBA-HBZ	Svizzera	PAA-PIZ	Olanda
HCA-HDZ	Ecuador	PJA-PJZ	Antille olandesi Isl.
HEA-HEZ	Svizzera	PKA-POZ	Indonesia
HFA-HFZ	Polonia	PPA-PYZ	Brasile
HGA-HGZ	Ungheria	PZA-PZZ	Suriname
HHA-HHZ	Haiti	P2A-P2Z	Papua-New Guinea
HIA-HIZ	Repubblica Dominicana	P3A-P3Z	Cipro
HJA-HKZ	Colombia	P4A-P4Z	Aruba
HLA-HLZ	Corea del Sud	P5A-P9Z	Corea del Nord
HMA-HMZ	Corea del Nord	RAA-RZZ	Russia Europea
HNA-HNZ	Iraq	SMA-SMZ	Svezia
HOA-HPZ	Panama	SNA-SRZ	Polonia
HQA-HRZ	Honduras	SSA-SSM	Egitto
HSA-HSZ	Thailandia	SSN-STZ	Sudan
HTA-HTZ	Nicaragua	SUA-SUZ	Egitto
HUA-HUZ	El Salvador	SVA-SZZ	Grecia
HVA-HVZ	Vaticano	S2A-S3Z	Bangladesh
HWA-HYZ	Francia	S5A-S5Z	Slovenia
HZA-HZZ	Arabia Saudita	S6A-S6Z	Singapore
H2A-H2Z	Cipro	S7A-S7Z	Seychelles Isl.
H3A-H3Z	Panama	S8A-S8Z	Sud Africa
H4A-H4Z	Isole Salomone	S9A-S9Z	Sao Tome e Principe
H6A-H7Z	Nicaragua	SØA-SØZ	Sahara occidentale
H8A-H9Z	Panama	TAA-TCZ	Turchia
IAA-IZZ	Italia	TDA-TDZ	Guatemala
JAA-JSZ	Giappone	TEA-TEZ	Costa Rica
JTA-JVZ	Mongolia	TFA-TFZ	Islanda
JWA-JXZ	Norvegia	TGA-TGZ	Guatemala
JYA-JYZ	Giordania	THA-THZ	Francia
JZA-JZZ	Indonesia	TIA-TIZ	Costa Rica
J2A-J2Z	Gibuti	TJA-TJZ	Cameroun
J3A-J3Z	Granada Isl.	TKA-TKZ	Francia
J4A-J4Z	Grecia	TLA-TLZ	Africa Centrale
J5A-J5Z	Guinea-Bissau	TMA-TMZ	Francia
J6A-J6Z	Saint Lucia Isl.	TNA-TNZ	Congo
J7A-J7Z	Dominica Isl.	TOA-TQZ	Francia
J8A-J8Z	St.Vincent & Grenadines Isl	TRA-TRZ	Gabon
KAA-KZZ	USA	TSA-TSZ	Tunisia
LAA-LNZ	Norvegia	TTA-TTZ	Ciad
LOA-LWZ	Argentina	TUA-TUZ	Costa d'Avorio
LXA-LXZ	Lussemburgo	TVA-TXZ	Francia
LYA-LYZ	Lituania	TYA-TYZ	Benin
LZA-LZZ	Bulgaria	TZA-TZZ	Mali
L2A-L9Z	Argentina	T2A-T2Z	Tuvalu

T3A-T3Z	Kiribati	ZNA-ZOZ	Regno Unito
T4A-T4Z	Cuba	ZPA-ZPZ	Paraguay
T5A-T5Z	Somalia	ZQA-ZQZ	Regno Unito
T6A-T6Z	Afghanistan	ZRA-ZUZ	Sud Africa
T7A-T7Z	San Marino	ZVA-ZZZ	Brasile
T8A-T8Z	Palau	Z2A-Z2Z	Zimbabwe
UAA-UIZ	Russia Europ.	Z3A-Z3Z	Macedonia
UJA-UMZ	Uzbekistan	Z8A-Z8Z	Repubblica del sud Sudan
UNA-UQZ	Kazakistan	2AA-2ZZ	Regno Unito
URA-UZZ	Ucraina	3AA-3AZ	Monaco
VAA-VGZ	Canada	3BA-3BZ	Mauritius
VHA-VNZ	Australia	3CA-3CZ	Equatorial Guinea
VOA-VOZ	Canada	3DA-3DM	Swaziland
VPA-VQZ	Regno Unito	3DN-3DZ	Fiji
VRA-VRZ	Cina - Hongkong	3EA-3FZ	Panama
VSA-VSZ	Regno Unito	3GA-3GZ	Cile
VTA-VWZ	India	3HA-3UZ	Cina
VXA-VYZ	Canada	3VA-3VZ	Tunisia
VZA-VZZ	Australia	3WA-3WZ	Viet Nam
V2A-V2Z	Antigua and Barbuda Isl.	3XA-3XZ	Guinea
V3A-V3Z	Belize	3YA-3YZ	Norway
V4A-V4Z	St. Kitts e Nevis Isl.	3ZA-3ZZ	Poland
V5A-V5Z	Namibia	4AA-4CZ	Messico
V6A-V6Z	Micronesia	4DA-4IZ	Fillippine
V7A-V7Z	Isole Marshall	4JA-4KZ	Azerbaijan
V8A-V8Z	Brunei Darussalam	4LA-4LZ	Georgia
WAA-WZZ	USA	4MA-4MZ	Venezuela
XAA-XIZ	Messico	4NA-4NZ	Serbia
XJA-XOZ	Canada	4OA-4OZ	Montenegro
XPA-XPZ	Danimarca	4PA-4SZ	Sri Lanka
XQA-XRZ	Cile	4TA-4TZ	Perù
XSA-XSZ	Cina	4UA-4UZ	United Nations
XTA-XTZ	Burkina Faso	4VA-4VZ	Haiti
XUA-XUZ	Cambogia	4WA-4WZ	Timor est
XVA-XVZ	Viet Nam	4XA-4XZ	Israele
XWA-XWZ	Laos	4YA-4YZ	Intern.Civil Aviation Org.
XXA-XXZ	Cina - Macao	4ZA-4ZZ	Israele
XYA-XZZ	Myanmar	5AA-5AZ	Libia
YAA-YAZ	Afghanistan	5BA-5BZ	Cipro
YBA-YHZ	Indonesia	5CA-5GZ	Marocco
YIA-YIZ	Iraq	5HA-5IZ	Tanzania
YJA-YJZ	Vanuatu	5JA-5KZ	Colombia
YKA-YKZ	Siria	5LA-5MZ	Liberia
YLA-YLZ	Lettonia	5NA-5OZ	Nigeria
YMA-YMZ	Turchia	5PA-5QZ	Danimarca
YNA-YNZ	Nicaragua	5RA-5SZ	Madagascar
YOA-YRZ	Romania	5TA-5TZ	Mauritania
YSA-YSZ	El Salvador	5UA-5UZ	Niger
YTA-YUZ	Serbia	5VA-5VZ	Togo
YVA-YYZ	Venezuela	5WA-5WZ	Westernrn Samoa Isl.
Y2A-Y9Z	Germania	5XA 5XZ	Uganda
ZAA-ZAZ	Albania	5YA-5ZZ	Kenya
ZBA-ZJZ	United Kingdom	6AA-6BZ	Egitto
ZKA-ZMZ	Nuova Zelanda	6CA-6CZ	Siria

6DA-6JZ	Messico
6KA-6NZ	Sud Korea
6OA-6OZ	Somalia
6PA-6SZ	Pakistan
6TA-6UZ	Sudan
6VA-6WZ	Senegal
6XA-6XZ	Madagascar
6YA-6YZ	Jamaica
6ZA-6ZZ	Liberia
7AA-7IZ	Indonesia
7JA-7NZ	Giappone
7OA-7OZ	Yemen
7PA-7PZ	Lesotho
7QA-7QZ	Malawi
7RA-7RZ	Algeria
7SA-7SZ	Svezia
7TA-7YZ	Algeria
7ZA-7ZZ	Arabia Saudita
8AA-8IZ	Indonesia
8JA-8NZ	Giappone
8OA-8OZ	Botswana
8PA-8PZ	Barbados Isl.
8QA-8QZ	Maldives Isl.
8RA-8RZ	Guyana
8SA-8SZ	Svezia
8TA-8YZ	India
8ZA-8ZZ	Arabia Saudita
9AA-9AZ	Croazia
9BA-9DZ	Iran
9EA-9FZ	Etiopia
9GA-9GZ	Ghana
9HA-9HZ	Malta
9IA-9JZ	Zambia
9KA-9KZ	Kuwait
9LA-9LZ	Sierra Leone
9MA-9MZ	Malaysia
9NA-9NZ	Nepal
9OA-9TZ	Congo
9UA-9UZ	Burundi
9VA-9VZ	Singapore
9WA-9WZ	Malaysia
9XA-9XZ	Rwanda
9YA-9ZZ	Trinidad & Tobago Isl.

Art. 32 - SERVIZIO D'AMATORE

Sez. I - Servizio d'Amatore

1 - Le radiocomunicazioni fra stazioni d'amatore di Paesi differenti sono vietate se l'amministrazione di uno dei Paesi interessati ha notificato la sua opposizione.

2 - (a) - Le trasmissioni fra stazioni di amatore di differenti Paesi, quando siano autorizzate, devono effettuarsi in linguaggio chiaro ed essere limitate a messaggi di carattere tecnico riguardanti esperimenti e osservazioni d'indole puramente personale che, per la loro scarsa importanza, non giustifichino l'uso del servizio pubblico di telecomunicazioni.

(b) É assolutamente vietato far uso delle stazioni per trasmettere comunicazioni internazionali provenienti da terzi o destinate a terzi.

(c) Le disposizioni che precedono possono essere modificate mediante speciali accordi fra le amministrazioni dei Paesi interessati.

3 - (a) Chiunque adoperi gli apparecchi di una stazione di amatore deve aver dimostrato di essere idoneo alla trasmissione manuale corretta e alla ricezione a udito corretta dei testi in segnali del codice Morse. Però, le amministrazioni interessate possono non esigere l'applicazione di tale prescrizione nel caso di stazioni che usino esclusivamente frequenze superiori a 30 MHz.

(b) Le amministrazioni debbono prendere i provvedimenti che ritengono necessari per verificare l'idoneità tecnica di chiunque adoperi gli apparecchi di una stazione di amatore.

4 - La potenza massima delle stazioni di amatore è fissata dalle amministrazioni interessate, tenendo conto dell'idoneità tecnica degli operatori e delle condizioni nelle quali dette stazioni debbono operare.

5 - (a) Tutte le norme generali stabilite dalla Convenzione e dal presente Regolamento si applicano alle stazioni di amatore. In particolare, la frequenza emessa dev'essere il più possibile costante ed esente da irradiazioni non essenziali nella misura consentita dallo stato della tecnica per stazioni di tal genere.

(b) Durante le loro emissioni, le stazioni di amatore devono trasmettere il loro indicativo di

chiamata a brevi intervalli.

Sez. II - Servizio d'amatore via satellite.

6 - Le precedenti disposizioni s'applicano nella stessa maniera al servizio d'amatore via satellite.

7 - Le stazioni spaziali di servizio d'amatore via satellite che funzionano nelle bande promiscue con altri servizi sono equipaggiate con dispositivi atti a comandarne le emissioni, nel caso in cui venissero segnalati disturbi pregiudizievoli.

Le amministrazioni che autorizzano tali stazioni spaziali faranno in modo che vengano installate, prima del lancio, stazioni terrestri in numero sufficiente, al fine di garantire che tutti i disturbi pregiudizievoli che saranno segnalati possono essere evitati dalle amministrazioni stesse.

APPENDICE 14 - ABBREVIAZIONI E SEGNALI (da usare nelle comunicazioni radiotelegrafiche)

Codice Q

1 - Le serie dei gruppi da QOA a QUZ, possono essere usate in tutti i servizi.

2 - Le serie da QOA a QQZ sono riservate ai servizi marittimi. Esse non sono elencate nel presente Regolamento.

3 - Si può dare un senso affermativo o negativo a talune abbreviazioni del codice Q trasmettendo, rispettivamente YES o NO immediatamente dopo l'abbreviazione.

4 - Il significato delle abbreviazioni del codice Q può essere esteso o completato con l'aggiunta appropriata di altre abbreviazioni, di indicativi di chiamata, di nomi di località, di cifre, di numeri, ecc. Gli spazi in bianco fra parentesi corrispondono a indicazioni facoltative. Tali indicazioni devono essere trasmesse nell'ordine in cui si trovano nel testo delle tavole che seguono.

5 - Le abbreviazioni del codice Q assumono la forma di domande quando sono seguite da un punto interrogativo. Quando un'abbreviazione usata come domanda, è seguita da indicazioni complementari, tali indicazioni devono essere seguite da un punto interrogativo.

6 - Le abbreviazioni del codice Q che abbiano più significati numerati devono essere seguite dal numero che precisa il significato scelto. Detto numero dev'essere trasmesso immediatamente dopo l'abbreviazione.

7 - Le ore devono essere indicate in tempo universale coordinato (U.T.C.) salvo contrarie indicazioni nelle domande o nelle risposte.

Abbreviazioni utilizzabili

Nota: le abbreviazioni qui di seguito elencate, valgono sia per la domanda che per la risposta).

QRA: Qual è il nome della vostra stazione?
QRB: A che distanza approssimativa vi trovate dalla mia stazione?
QRC: Da quale compagnia privata (o amministrazione di Stato) sono liquidati i conti delle tasse della vostra stazione?
QRD: dove siete diretto e da dove venite?
QRE: A che ora ritenete di giungere a... (sopra a...) (località)?
QRF: Fate ritorno a... (località)?
QRG: Volete indicarmi la mia frequenza esatta (o la frequenza esatta di...)?
QRH: La mia frequenza varia?
QRI: Qual è la tonalità della mia emissione?
QRJ: Quante chiamate radiotelefoniche avete in giacenza?
QRK: Qual è la comprensibilità dei miei segnali o del segnale di...)?
QRL: Siete occupato?
QRM: Siete disturbato?
QRN: Siete disturbato da parassiti?
QRO: Devo aumentare la potenza di emissione?
QRP: Devo diminuire la potenza di emissione?
QRQ: Devo trasmettere più in fretta?
QRR: Siete pronto per l'impiego degli apparecchi automatici?
QRS: Devo trasmettere più adagio?
QRT: Devo sospendere la trasmissione?
QRU: Avete qualche cosa per me?

QRV: Siete pronto?
QRW: Devo avvisare... che voi lo chiamate su... kHz (o MHz)?
QRX: Quando mi richiamerete?
QRY: Qual è il mio turno? (si riferisce alle comunicazioni)
QRZ: Da chi sono chiamato?
QSA: Qual è la forza dei miei segnali (o dei segnali di...)?
QSB: La forza dei miei segnali varia?
QSC: Siete una nave da carico (vedi art. 32, Sezione V)
QSD: La mia manipolazione è difettosa?
QSE: Qual è la deriva presunta del mezzo di salvataggio?
QSF: Avete effettuato il salvataggio?
QSG: Devo trasmettere... telegrammi alla volta?
QSH: Potete dirigere con il vostro radiogoniometro?
QSI: Non è stato possibile interrompere la mia trasmissione?
QSJ: Qual è la tassa da riscuotere per... compresa la vostra tassa interna?
QSK: Potete sentirmi fra i vostri segnali? In caso affermativo, posso interrompervi nella vostra trasmissione?
QSL: Potete accusarmi ricevuta?
QSM: Devo ripetere l'ultimo telegramma che vi ho trasmesso (o un telegramma precedente)?
QSN: Mi avete (o avete sentito.../ indicativo di chiamata) su... kHz / MHz?
QSO: Potete comunicare con... direttamente (o mediante appoggio)?
QSP: Volete ritrasmettere a... gratuitamente?
QSQ: Avete a bordo un medico (o.../nome di una persona)?
QSR: Debbo ripetere la chiamata sulla frequenza di chiamata?
QSS: Che frequenza di lavoro userete?
QSU: Devo trasmettere o rispondere sulla frequenza attuale (o su... kHz / o MHz) (con emissione della classe...)?
QSV: Devo trasmettere una serie V su questa frequenza (o su... kHz / o MHz)?
QSW: Volete trasmettere sulla frequenza attuale (o su... kHz / o MHz) (con emissione della classe...)?
QSX: Volete stare in ascolto di... (indicativo di chiamata) su... kHz (o MHz)?
QSY: Devo passare a trasmettere su altra frequenza?
QSZ: Devo trasmettere ogni parola o gruppo più volte?
QTA: Devo annullare il telegramma numero...?
QTB: Siete d'accordo con il mio computo delle parole?
QTC: Quanti telegrammi avete da trasmettere?
QTD: Che cosa ha ripescato la nave di salvataggio o l'aeronave di salvataggio?
QTE: Qual è il mio rilevamento VERO rispetto a voi?
oppure:
Qual è il mio rilevamento VERO rispetto a... (indicativo di chiamata)?
oppure:
Qual è il rilevamento VERO di... (indicativo di chiamata) rispetto a... (indicativo di chiamata)?
QTF: Volete indicarmi la posizione della mia stazione quale risulta dai rilevamenti presi dalle stazioni radiogoniometriche che voi controllate?
QTG: Volete trasmettere due linee di dieci secondi ciascuna, seguite dal vostro indicativo di chiamata (ripetute... volte) / su... kHz (o MHz)?
oppure:
Volete chiedere a... di trasmettere due linee di dieci secondi seguite dal suo indicativo di chiamata (ripetute ... volte) su kHz (o MHz)?
QTH: Qual è la vostra posizioni in latitudine e in longitudine (o in base a qualsiasi altra indicazione)?
QTI: Qual è la vostra rotta VERA?
QTJ: Qual è la vostra velocità di marcia?
QTK: Qual è la velocità della vostra aeronave rispetto alla superficie terrestre?
QTL: Qual è la vostra prora VERA?
QTM: Qual è la vostra prora MAGNETICA?
QTN: A che ora avete lasciato... (località)?
QTO: Siete uscito dal bacino (o dal porto)?
oppure:
Avete decollato?
QTP: State per entrare nel bacino (o nel porto)?
oppure:
State per ammarare (o atterrare)?
QTQ: Potete comunicare con la mia stazione a mezzo del Codice internazionale dei segnali?
QTR: Qual è l'ora esatta?
QTS: Volete trasmettere il vostro indicativo di chiamata a scopo di regolazione, o per consentirmi la misura della vostra frequenza, adesso (o alle ore...) su... kHz (o MHz)?
QTT: (il segnale di identificazione che segue è sovrapposto ad un'altra emissione).
QTU: Qual è l'orario di servizio della vostra stazione?
QTV: Devo mettermi in ascolto al vostro posto sulla frequenza di kHz (o MHz) (dalle ore... alle...)?
QTW: Quali sono le condizioni dei superstiti?

QTX: Volete lasciare aperta la vostra stazione per comunicare con me fino a nuovo avviso da parte mia (o fino alle ore...)?
QTY: Vi state dirigendo verso il luogo dell'incidente e in caso affermativo, quando pensate di giungere?
QTZ: Continuate le ricerche?
QUA: Avete notizie di... (indicativo di chiamata)?
QUB: Potete darmi, in quest'ordine, le informazioni riguardanti:
la direzione VERA e la velocità del vento al suolo:
la visibilità, il tempo che fa, l'importanza, il tipo e l'altezza della base delle nuvole sopra... (località di osservazione)?
QUC: Qual è il numero (o altra indicazione) dell'ultimo messaggio che avete ricevuto da me / o da... (indicativo di chiamata)?
QUD: Avete ricevuto il segnale di urgenza trasmesso da... (indicativo di chiamato di una stazione mobile)?
QUE: Potete telefonare in... (lingua), eventualmente con un interprete?
In caso affermativo, su che frequenza?
QUF: Avete ricevuto il segnale di soccorso emesso da.. (indicativo di chiamata di una stazione mobile)?
QUG: Siete costretto ad ammarare (o ad atterrare)?
QUH: Volete indicarmi la pressione barometrica attuale al livello del mare?
QUI: I vostri fanali di navigazione sono accesi?
QUJ: Volete indicarmi la rotta VERA da seguire per raggiungervi (o per raggiungere...)?
QUK: Potete indicarmi le condizioni del mare osservate a... (località o coordinate)?
QUL: Potete indicarmi il mareggio osservato a... (località o coordinate)?
QUM: Posso riprendere il lavoro normale?
QUN: Prego le navi che si trovino nelle mie immediate vicinanze.
oppure:
(in prossimità di... di latitudine... di longitudine);
oppure:
(in prossimità di...)
di indicare la loro posizione, la prora VERA e la velocità.
QUO: Devo ricercare...
1. un'aeronave
2. una nave
3. un mezzo di salvataggio in prossimità di... latitudine... di longitudine (o in base a qualsiasi altra indicazione)?
QUP: Volete indicare la vostra posizione con...
1. riflettore
2. fumata nera
3. razzi luminosi?
QUQ: Devo puntare il riflettore verticalmente su una nuvola, possibilmente a intermittenze, poi puntare il fascio luminoso sull'acqua (o sul suolo) contro vento quando si vedrà o si sentirà la vostra aeronave, per facilitarvi l'ammaraggio (o l'atterraggio)?
QUR: i superstiti
1. hanno ricevuto l'equipaggiamento di salvataggio.
2. sono stati raggiunti dalla squadra di salvataggio al suolo?
QUS: Avete avvisato superstiti o rottami? In caso affermativo, dove?
QUT: É indicata la località dell'incidente?
QUU: Devo dirigere la nave o l'aeronave sulla mia posizione?
QUW: Siete sulla zona delle ricerche... (simbolo o latitudine e longitudine)?
QUY: Il punto dove trovasi il mezzo di salvataggio è stato indicato con segnali?

Abbreviazioni

AA: Tutto dopo...
AB: Tutto prima di...
ADS: Indirizzo
AR: Fine trasmissione
AS: Attendere
BK: Segnale usato per interrompere una trasmissione in corso
BN: Tutto fra... e...
BQ: Risposta a EQ
CFM: Confermate (o confermo)
CL: Chiudo la mia stazione
COL: Collazionate
CP: Chiamata generale a due o più stazioni specificate.
CQ: Chiamata generale a tutte le stazioni.
CS: Indicativo di chiamata.
DDD: Usato per identificare la trasmissione di un messaggio di soccorso da parte di una stazione che non è in pericolo.
DE: Da.
DF: Il vostro rilevamento alle ore... era di... gradi, nel settore dubbio di questa stazione, con un errore possibile di... gradi.
DO: Rilevamento dubbio. Chiedete un rilevamento più tardi.
E: Est.
ER: Qui...
ETA: Ora presunta di arrivo

IRP: La punteggiatura conta.
K: Invito a trasmettere
KMH: Chilometri all'ora.
KTS: Miglia marine all'ora.
MIN: Minuto.
MPH: Miglia terrestri all'ora.
MSG: Prefisso che indica un messaggio destinato al comandante di una nave o proveniente dal comandante di una nave e riguardante il governo di una nave o la sua navigazione.
N: Nord.
NIL: Non ho nulla da trasmettervi.
NO: No
NW: Adesso
OK: D'accordo
OL: Lettera transoceanica
P: Prefisso che indica un radiotelegramma privato.
PBL: Preambolo
R: Ricevuto
REF: Riferimento a...
RPT: Ripetere
RQ: Indicazione di una domanda.
S: Sud.
SIG: Firma.
SLT: Lettera radiomarittima.
$\overline{\text{SOS}}$: Segnale di soccorso.
SS: Indicazione che precede il nome d'una stazione di nave.
SVC: Prefisso che indica un telegramma di servizio.
SYS: Riferitevi al vostro telegramma di servizio.
TFC: Traffico.
TR: Usato da una stazione terrestre per chiedere la posizione e il prossimo porto di scalo di una stazione mobile; usato anche come prefisso alla risposta.
TTT: Questo gruppo, quando sia trasmesso tre volte, costituisce il segnale di sicurezza.
TU: Vi ringrazio.
TXT: Testo.
$\overline{\text{VA}}$: Fine di lavoro.
W: Ovest.
WA: Parola dopo.
WB: Parola prima di...
WD: Parola (Gruppo).
XQ: Prefisso che indica una comunicazione stabilita nel servizio fisso.
XXX: Questo gruppo, quando viene trasmesso tre volte, costituisce il segnale di urgenza.
YES: Si

La lineetta sopra i simboli AR, AS, SOS e VA indica che le lettere devono essere trasmesse senza separazione tra loro.

SCALA RST

R = COMPENSIBILITA'	S = INTENSITA'	T = NOTA (solo per CW)
1. Incomprensibile.	1. Segnali debolissimi, appena percettibili.	1. Nota estremamente ronzante gorgogliante.
2. Appena comprensibile. Si distingue solo qualche parola ogni tanto.	2. Segnali molto deboli.	2. Nota assai ronzante di AC (corrente alternata), senza traccia di musicalità.
3. Comprensibile con considerevole difficoltà.	3. Segnali deboli	3. Nota ronzante di AC di tono basso leggermente musicale.
4. Comprensibile sostanzialmente senza difficoltà.	4. Segnali discreti.	4. Nota piuttosto ronzante di AC, discretamente musicale.
5. Perfettamente comprensibile.	5. Segnali discretamente buoni.	5. Nota modulata musicale.
	6. Segnali buoni.	6. Nota modulata, leggera traccia di fischio.
	7. Segnali moderatamente forti.	7. Nota quasi DC (corrente continua); leggero ronzio.
	8. Segnali forti.	8. Buona nota di DC, appena una traccia di ronzio.
	9. Segnali fortissimi.	9. Nota purissima di DC.

Indice

2. ELETTRONICA E RADIOTECNICA

3. DISPOSITIVI PER RADIOCOMUNICAZIONI

4. PROGRAMMA D'ESAME. REGOLAMENTI E CODICI

Finito di stampare
nel mese di aprile 2015

É questa, la versione completamente riveduta e aggiornata, di quello che, da oltre 40 anni, costituisce il testo base per la preparazione all'esame per il conseguimento della patente di radiooperatore.

L'attuale revisione, nella sua nuova impostazione, meglio inquadra l'ampia materia, facendone un vero e proprio vademecum di teoria circuitale sugli argomenti che ne costituiscono il programma, sempre però restando a livello piano e accessibile.

La materia risulta inquadrata in 5 ampie parti:

- ELETTROLOGIA ED ELETTROTECNICA,
- I COMPONENTI ATTIVI
- ELETTRONICA E RADIOTECNICA,
- DISPOSITIVI PER RADIOCOMUNICAZIONI,
- MISURE E STRUMENTI,

guidando passo-passo il lettore dall'elettronica all'antenna, sottolineando sempre più sia l'aspetto fisico dei fenomeni che la loro giustificazione matematica, corredando anche gli argomenti più significativi con un certo numero di esercizi esemplificativi.

I regolamenti radiantistici e concernenti le radiocomunicazioni, (nonché diverse utili tabelle), completano la trattazione.

ISBN 888662201-5



€ 15,00